

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

RELUKTANČNÍ STROJ S PERMANENTNÍMI MAGNETY NA ROTORU

DIPLOMOVÁ PRÁCE

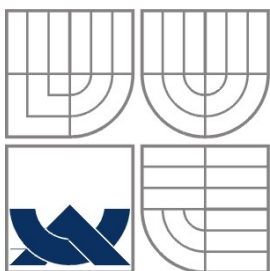
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

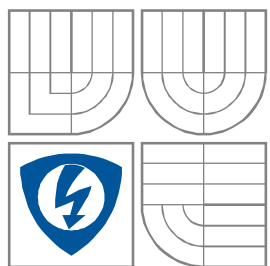
Bc. Tomáš Kubín

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

RELUKTANČNÍ STROJ S PERMANENTNÍMI MAGNETY NA ROTORU

RELUCTANCE MACHINE WITH PERMANENT MAGNETS ON ROTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

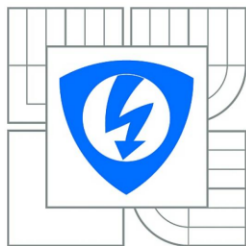
AUTOR PRÁCE

Bc. Tomáš Kubín

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

BRNO, 2014



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Tomáš Kubín
Ročník: 2

ID: 78545
Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Reluktanční stroj s permanentními magnety na rotoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s konstrukcí reluktančních strojů, principem činnosti a uveďte jejich výhody, nevýhody a oblasti použití.
2. Na základě matematického modelu proveďte potřebné simulace.
3. Zaměřte se na zlepšování vlastností stroje a navrhnete potřebné změny a úpravy geometrie reluktančního stroje.
4. Proveďte měření a výsledky porovnejte s MKP výpočtem

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Chee-Mun Ong: Dynamic simulation of electric machinery. Prentice Hall PTR 1997
- [2] Cigánek, L., Bauer, M.: Elektrické stroje a přístroje
Fitzgerald, A.E., Kingsley, Ch., Kusko, A.: Electric machinery. McGraw Hill 1971
- [3] Měřička, J., Zoubek, Z.: Obecná teorie elektrického stroje. SNTL 1973
- [4] Hrabovcová, V., Ličko, M.: Reluktanční synchronní motor. EDIS – Žilina 2001

Termín zadání: 27.9.2013

Termín odevzdání: 28.5.2014

Vedoucí práce: doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

Konzultanti diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Abstrakt

Práce je zaměřena na reluktanční motor, zvláště pak na konstrukci rotoru. Je zde uveden vývoj konstrukce rotorů pro reluktanční motory, dále princip reluktančního stroje a jeho základní matematický popis a způsob zlepšování parametrů stroje vložением permanentních magnetů do rotoru. Práce nabízí i přehled některých dostupných patentů od roku 2000 po současnost. Dále se zabývá návrhem rotoru s permanentními magnety pro stator asynchronního motoru.

Abstract

This master's thesis is focuses on the reluctance motor, especially on the design of the rotor. It shows the development of the construction of rotors of reluctance motors. Furthermore, it shows the principle of reluctance machine and its basic mathematical description and the principle of improving the machine parameters by inserting permanent magnets into the rotor. It offers an overview of patents available from 2000 to present. Also it deals with the design of the rotor with permanent magnets for stator of induction motor.

Klíčová slova

Reluktanční motor; reluktanční motor s permanentními magnety; reluktanční moment.

Keywords

Reluctance motor; permanent magnet assisted reluctance motor; reluctance torque.

Bibliografická citace

KUBÍN, T. *Reluktanční stroj s permanentními magnety na rotoru*, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 58 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou semestrální práci na téma *Reluktanční stroj s permanentními magnety na rotoru* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené semestrální práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této semestrální práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrální práce doc. Ing. ČESTMÍRU ONDRŮŠKOVI, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce.

V Brně dne

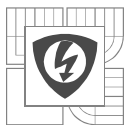
Podpis autora



Obsah

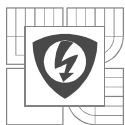
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	8
SEZNAM TABULEK	10
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	11
ÚVOD	14
1 KONSTRUKCE A PRINCIP RELUKTANČNÍHO MOTORU	15
1.1 KONSTRUKCE ROTORU RELUKTANČNÍHO STROJE	15
1.2 PRINCIP ČINNOSTI RELUKTANČNÍHO MOTORU.....	18
2 MATEMATICKÝ POPIS RELUKTANČNÍHO MOTORU	19
2.1 ROVNICE RELUKTANČNÍHO MOTORU	20
2.1.1 VÝKON A MOMENT RELUKTANČNÍHO MOTORU	20
2.1.2 MOMENT RELUKTANČNÍHO MOTORU V D – Q OSÁCH.....	21
2.1.3 ÚČINÍK RELUKTANČNÍHO MOTORU.....	22
2.1.4 MOMENT RELUKTANČNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY NA ROTORU.....	24
3 PATENTY K RELUKTANČNÍM MOTORŮM.....	24
4 NÁVRH RELUKTANČNÍHO ROTORU DO STÁVAJÍCÍHO STATORU ASYNCHRONNÍHO STROJE	27
4.1 PARAMETRY ASYNCHRONNÍHO MOTORU	27
4.2 HODNOTY POUŽITÉ PŘI NÁVRHU	28
4.3 POSTUP NÁVRHU ROTORU	29
4.3.1 VÝPOČET L_D A L_Q POMOCÍ METODY KONEČNÝCH PRVKŮ.....	30
4.3.2 VÝSLEDKY PROVEDENÝCH SIMULACÍ NA ZKUŠEBNÍCH ROTORECH	30
4.3.3 ALTERNATIVNÍ ROTORY	34
4.3.4 RELUKTANČNÍ ROTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY.....	41
4.3.5 SIMULACE S ROTOREM S PERMANENTNÍMI MAGNETY.....	42
5 ZPRACOVÁNÍ MĚŘENÍ NA ASYNCHRONNÍM STROJI, POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ SE SIMULOVANÝM RELUKTANČNÍM STROJEM	49
5.1 MĚŘENÍ NAPRÁZDNO	49
5.2 MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY.....	51
5.3 VÝSLEDKY RELUKTANČNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY.....	53
5.4 SROVNÁNÍ DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ	54
6 ZÁVĚR.....	55
LITERATURA	56

PŘÍLOHA A

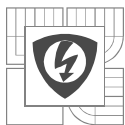


SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1 Reluktanční rotory s rozběhovou klecí (převzato z [2], [5])</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 2 Segmentovaný rotor (převzato z [2])</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 3 Laminované rotory (převzato z [18])</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 4 Laminované rotory s podporou permanentních magnetů (převzato z [2],[11])</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 5 Princip reluktančního motoru (převzato z [13])</i>	<i>18</i>
<i>Obr. 6 Vektorový diagram reluktančního motoru (převzato z [10])</i>	<i>19</i>
<i>Obr. 7 Účinník v závislosti na natočení vektoru statorového proudu</i>	<i>23</i>
<i>Obr. 8 Účinník v závislosti na poměru indukčností</i>	<i>23</i>
<i>Obr. 9 Hlavní rozměry asynchronního stroje</i>	<i>27</i>
<i>Obr. 10 Rozvinuté schéma vinutí asynchronního stroje</i>	<i>28</i>
<i>Obr. 11 Indukce v asynchronním stroji při jmenovitých otáčkách, Maxwell – 2D design</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 12 Zkušební rotory</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 13 K výpočtu indukčností L_d a L_q</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 14 Rozložení magnetických siločar v d - ose a q – ose</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 15 Výsledky parametrické analýzy, výpočet L_d (modrá) a L_q (zelená) pro rotory obr. 12</i>	<i>31</i>
<i>Obr. 16 Hodnoty momentu a zvlnění momentu</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 17 Proud jedné fáze</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 18 Rozložení magnetické indukce při zátěžném úhlu 15° a 24°</i>	<i>33</i>
<i>Obr. 19 $B - H$ charakteristika použitého materiálu</i>	<i>33</i>
<i>Obr. 20 Alternativní rotory s upravenou geometrií</i>	<i>34</i>
<i>Obr. 21 Výsledky parametrické analýzy, výpočet L_d (modrá) a L_q (zelená) pro rotory obr. 20</i>	<i>35</i>
<i>Obr. 22 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 20e). $U_m = 175V$, zátěžný úhel 45°</i>	<i>36</i>
<i>Obr. 23 Rozložení magnetické indukce pro rotor z obr. 20a). $U_m = 175V$, zátěžný úhel 35°</i>	<i>38</i>
<i>Obr. 24 Úprava rotoru z obr. 20e)</i>	<i>39</i>
<i>Obr. 25 Výsledky parametrické analýzy, výpočet L_d (modrá) a L_q (zelená) pro rotor z obr. 24b)</i>	<i>40</i>
<i>Obr. 26 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 24b). $U_m = 200V$, zátěžný úhel 45°</i>	<i>41</i>
<i>Obr. 27 Rotor s permanentními magnety</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 28 Namáhání AlNiCo8 vnějším magnetickým polem</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 29 Výsledky parametrické analýzy, výpočet L_d (modrá) a L_q (zelená) pro rotory obr. 24</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 30 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 24b) s magnety. $U_m = 225V$, zátěžný úhel 5°</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 31 Rozložení magnetické indukce pro rotory obr. 24 s magnety. $U_m = 225V$, zátěžný úhel 10°</i>	<i>45</i>

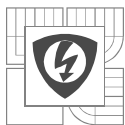


<i>Obr. 32 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 24b) s magnety. $U_m=225\text{ V}$, zátěžný úhel 25°.</i>	<i>46</i>
<i>Obr. 33 Upravený rotor s magnety.</i>	<i>46</i>
<i>Obr. 34 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 33. $U_m=225\text{ V}$, zátěžný úhel 20°.</i>	<i>47</i>
<i>Obr. 35 Rotor s magnety ve dvou vrstvách.</i>	<i>48</i>
<i>Obr. 36 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 35. $U_m=225\text{ V}$, zátěžný úhel 20°.</i>	<i>48</i>
<i>Obr. 37 Rozložení magnetických siločar pro rotor obr. 35. $U_m=225\text{ V}$, zátěžný úhel 20°.</i>	<i>49</i>
<i>Obr. 38 Určení třecích a ventilačních ztrát z měření naprázdno.</i>	<i>50</i>
<i>Obr. 39 Určení ztrát v železe pro měření křivky zatížení.</i>	<i>52</i>
<i>Obr. 40 Výkres výsledného rotoru.</i>	<i>53</i>



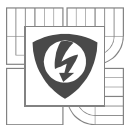
SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 1 Hodnoty asynchronního stroje.</i>	28
<i>Tab. 2 Hodnoty indukčností reluktančních rotorů obr. 12, při $I_a = 0,71 \cdot I$ (I z tab.1- sloupec měření).</i>	31
<i>Tab. 3 Výsledky simulace pro rotor obr. 12b).</i>	33
<i>Tab. 4 Výsledky simulace pro rotor obr. 12c).</i>	34
<i>Tab. 5 Výsledky simulace pro rotor obr. 12d).</i>	34
<i>Tab. 6 Hodnoty indukčností reluktančních rotorů z obr. 18, při $I_a = 0,71 \cdot I$ (I z tab.1- sloupec měření).</i>	35
<i>Tab. 7 Výsledky simulace pro rotor obr. 20e). $U_m = 175 V$.</i>	36
<i>Tab. 8 Výsledky simulace pro rotor obr. 20e). $U_m = 200 V$.</i>	37
<i>Tab. 9 Výsledky simulace pro rotor obr. 20e). $U_m = 225 V$.</i>	37
<i>Tab. 10 Výsledky simulace pro rotor obr. 20a). $U_m = 175V$.</i>	38
<i>Tab. 11 Výsledky simulace pro rotor obr. 20a). $U_m = 200V$.</i>	39
<i>Tab. 12 Výsledky simulace pro rotory obr. 24, $U_m = 200 V$.</i>	40
<i>Tab. 13 Výsledky simulace pro rotor obr. 24b) s magnety. $U_m = 225V$.</i>	45
<i>Tab. 14 Výsledky simulace pro rotor obr. 33. $U_m = 225V$.</i>	47
<i>Tab. 15 Výsledky simulace pro rotor obr. 35. $U_m = 225V$.</i>	48
<i>Tab. 16 Výsledky měření naprázdno pro asynchronní motor.</i>	51
<i>Tab. 17 Výsledky měření křivky zatížení.</i>	52
<i>Tab. 18 Výsledky reluktančního motoru s permanentními magnety.</i>	53
<i>Tab. 19 Porovnání výsledků.</i>	54



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

B_r	remanentní indukce	[T]
$\cos \varphi$	účinník	[-]
$\cos \varphi_{\max}$	maximální účinník	[-]
d	osa souřadného systému	[-]
f	frekvence	[Hz]
H_c	koercitivní síla	[Am ⁻¹]
I	efektivní hodnota proudu	[A]
I_0	proud naprázdno	[A]
I_a	amplituda proudu fáze a	[A]
I_b	amplituda proudu fáze b	[A]
I_c	amplituda proudu fáze c	[A]
i_{ds}	složka statorového proudu v ose d	[A]
I_{ds}	složka statorového proudu v ose d, počítána při ustálených napětích	[A]
\bar{I}_{ds}	vektor statorového proudu v ose d	[A]
i_{qs}	složka statorového proudu v ose q	[A]
I_{qs}	složka statorového proudu v ose q, počítána při ustálených napětích	[A]
\bar{I}_{qs}	vektor proudu v ose q	[A]
I_s	statorový proud	[A]
\bar{I}_s	vektor statorového proudu	[A]
L_{ls}	statorová rozptylová indukčnost	[H]
L_{md}	magnetizační indukčnost v ose d	[H]
L_{mq}	magnetizační indukčnost v ose q	[H]
L_d	celková indukčnost v ose d	[H]
L_q	celková indukčnost v ose q	[H]
M	moment	[Nm]
M_r	reluktanční moment	[Nm]



n	otáčky	$[\text{min}^{-1}]$
N_d	počet vodičů v drážce	$[-]$
p	počet pólových dvojic	$[-]$
P	výkon	$[\text{W}]$
P_0	příkon naprázdno	$[\text{W}]$
P_l	příkon	$[\text{W}]$
q	osa souřadného systému	$[-]$
q_v	počet drážek na pól a fázi	$[-]$
R	odpor	$[\Omega]$
R_0	odpor vinutí (měření naprázdno)	$[\Omega]$
R_s	odpor statorového vinutí	$[\Omega]$
s	skluz	$[-]$
s_v	průřez vodiče	$[\text{mm}^2]$
U_0	napětí naprázdno	$[\text{V}]$
u_d	okamžitá hodnota napětí v ose d	$[\text{V}]$
U_{ds}	ustálená hodnota statorového napětí v ose d	$[\text{V}]$
\overline{U}_{ds}	vektor statorového napětí v ose d	$[\text{V}]$
U_m	amplituda fázového napětí	$[\text{min}^{-1}]$
u_q	okamžitá hodnota napětí v ose q	$[\text{V}]$
U_{qs}	ustálená hodnota statorového napětí v ose q	$[\text{V}]$
\overline{U}_{qs}	vektor statorového napětí v ose q	$[\text{V}]$
U_s	sdružené napětí	$[\text{V}]$
X	osa souřadného systému ANSYS Maxwell	$[-]$
X_{ds}	reaktance v ose d	$[\Omega]$
X_{qs}	reaktance v ose q	$[\Omega]$
Y	osa souřadného systému ANSYS Maxwell	$[-]$
δ	zátěžný úhel	$[\text{rad}]$
ΔP_{Fe}	ztráty v železe	$[\text{W}]$
$\Delta P_{\text{Fe+mech}}$	ztráty v železe a mechanické ztráty	$[\text{W}]$



ΔP_j	Jouleovy ztráty	[W]
ΔP_{jr}	Jouleovy ztráty ve vinutí rotoru	[W]
ΔP_{js}	Jouleovy ztráty ve vinutí statoru	[W]
ΔP_{mech}	mechanické ztráty	[W]
ε	úhel statorového proudu	[rad]
ε_{max}	úhel statorového proudu, při maximálním účinníku	[rad]
φ	úhel mezi vektorem proudu a napětí	[rad]
ω_r	úhlová rychlost rotoru	[rad · s ⁻¹]
$\Psi_{aa,max}$	maximální hodnota magnetického toku fáze a	[Wb]
$\Psi_{aa,min}$	minimální hodnota magnetického toku fáze a	[Wb]
$\Psi_{(pm)q}$	magnetický tok permanentních magnetů	[Wb]
Ψ_{ds}	magnetický tok v ose d	[Wb]
Ψ_{qs}	magnetický tok v ose q	[Wb]

ÚVOD

V současné době je přibližně 40% vyrobené elektrické energie spotřebováno v průmyslu, z toho přibližně dvě třetiny spotřebovávají elektrické motory. Snižování ztrát a požadavky po vyšší účinnosti jsou trendem moderní doby. Nejrozšířenějším typem používaných elektrických motorů jsou asynchronní stroje s kotvou nakrátko, díky své jednoduché konstrukci a spolehlivosti. Z analýzy ztrát tohoto stroje zjistíme, že 20-35% z celkových ztrát připadá na rotor.

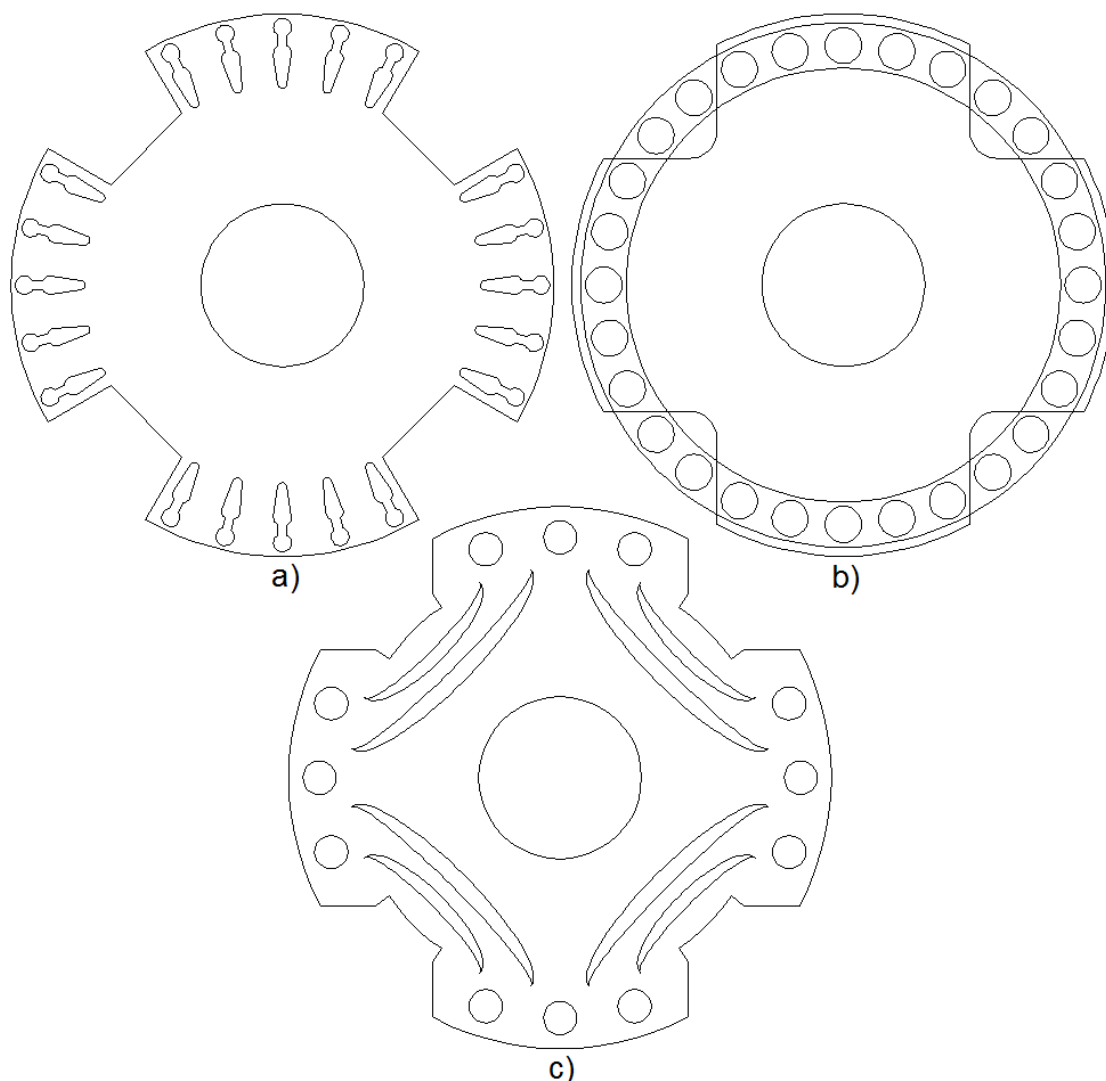
Princip reluktančního motoru byl objeven v minulém století, avšak jeho přednosti je možné plně využít až nyní v posledních desetiletích, kdy došlo k výraznému pokroku v oblasti výkonových měničů. Hlavní výhodou reluktančního motoru je, že jeho rotor neobsahuje žádné vinutí. Rotorem tedy neteče elektrický proud, a tudíž nevznikají ztráty elektrického charakteru ($R \cdot i^2$), nedochází tedy k oteplování rotoru zevnitř. Tím se prodlužuje životnost izolace motoru, ložisek a jejich mazací intervaly. Další výhodou oproti asynchronním motorům je, že se jejich rotor otáčí synchronní rychlostí, v určitém rozsahu momentu zatížení. Tím je zajištěna větší přesnost při řízení těchto motorů v pohonech. Reluktanční motory ale mají i své nevýhody, kterými jsou vysoký pulzační moment při nízkých rychlostech a s tím související hlučnost nebo napájení pouze z frekvenčního měniče. Dále je potřeba znát polohu rotoru, v moderním řízení se používá odhad polohy ze spřaženého magnetického toku. Tento způsob využívá vysoké nesymetrie magnetické vodivosti rotoru. Není tedy nutno použití přídavného zařízení pro snímání polohy rotoru, čímž se zvyšuje spolehlivost celého zařízení.

1 KONSTRUKCE A PRINCIP RELUKTANČNÍHO MOTORU

Konstrukce statoru u synchronních reluktančních motorů je podobná konstrukci klasických synchronních či asynchronních motorů. Vlivem asymetrie rotoru se prodlužuje celková délka střední magnetické siločáry, proto je při návrhu nového reluktančního stroje důležité zaměřit se na tvar a velikost drážky tak, aby délka siločar ve statorovém magnetickém obvodu byla co nejkratší, a aby odpor vinutí byl co možná nejmenší.

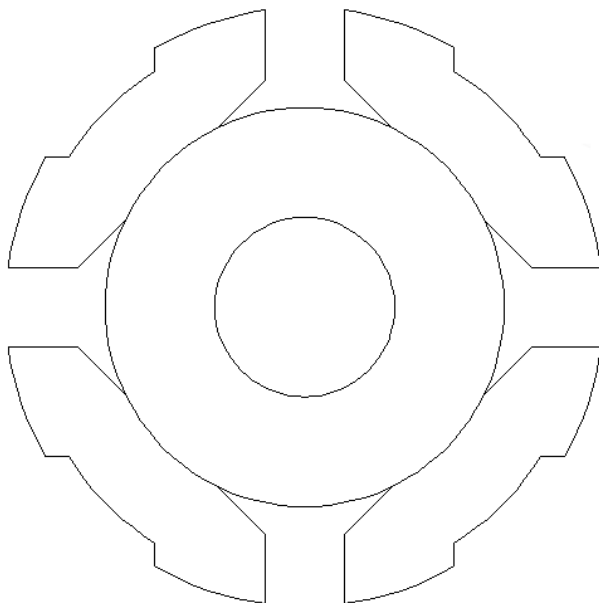
Cílem konstrukce rotoru je dosažení maximálního poměru magnetické vodivosti ve dvou na sebe kolmých osách $d - q$ tak, že v ose d (podélné) má být magnetická vodivost maximální a v ose q (příčné) je požadavek na co nejmenší magnetickou vodivost. To odpovídá indukčnosti v podélné ose (L_d) a příčné ose (L_q). Jejich poměr L_d / L_q , je klíčovým parametrem pro moment vytvářený reluktančním strojem.

1.1 Konstrukce rotoru reluktančního stroje



Obr. 1 Reluktanční rotory s rozběhovou klecí (převzato z [2], [5])

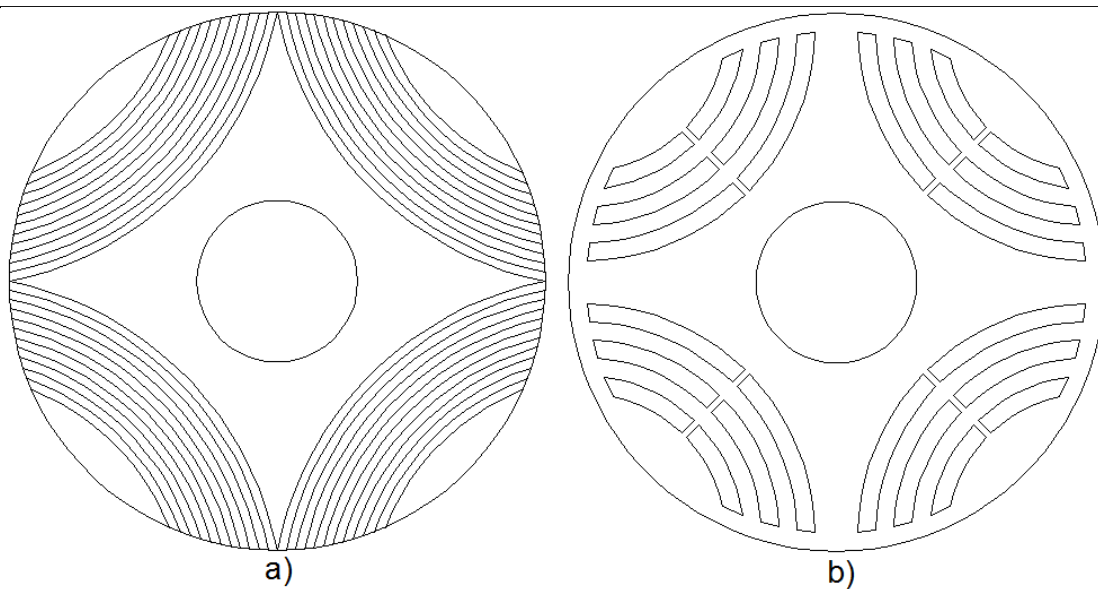
Jedny z prvních konstrukcí rotorů reluktančních strojů ukazuje obr. 1. Tyto rotory jsou konstruovány s vyniklými póly pro zajištění magnetické nesymetrie. V obr. 1 c) jsou pro zvýšení nesymetrie použity vzduchové bariéry. Rotory jsou vybaveny klecí nakrátko, a to z důvodu zajištění rozběhu motoru. Při napájení ze sítě nebo z dřívějších výkonových měničů, které nebyly zpravidla schopny pracovat s nižší frekvencí než 10Hz. Kuli rozběhové kleci nebylo dosaženo příliš vysokého poměru L_d / L_q . Tím i dosažitelný výkon byl nízký v porovnání s asynchronními motory. [18]



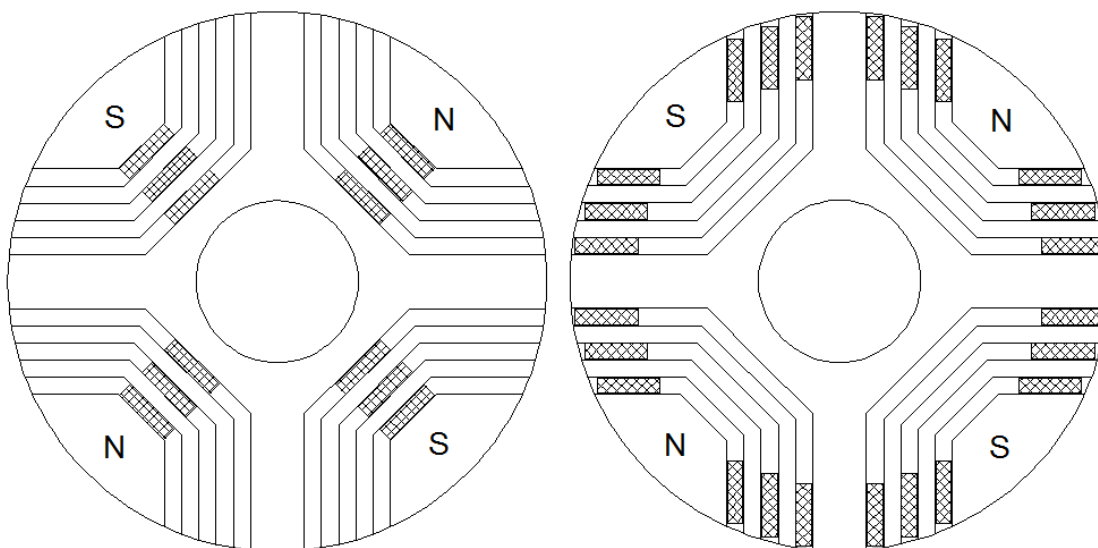
Obr. 2 Segmentovaný rotor (převzato z [2])

Dalším zástupcem zobrazeným na obr. 2 je tzv. segmentovaný rotor, který je složen z izolovaných segmentů připevněných na nemagnetickém kruhu. Výhodou této konstrukce je vysoký poměr L_d / L_q . Tím bylo dosaženo téměř srovnatelných parametrů s asynchronním motorem, při stejné velikosti stroje. Jelikož je tato konstrukce provedena bez rozběhové klece nakrátko, musel být stroj s tímto typem rotoru spouštěn v synchronismu. Díky moderním frekvenčním měničům tento problém odpadá. [2] V současné době se nejčastěji používají dva typy rotoru ukázané na obr. 3. Jsou to rotory bariérové s podélnou laminací obr. 3a) a s příčnou laminací obr. 3b) (vztaženo k ose hřídele). Tyto konstrukce zajišťují dosažení ještě většího poměru L_d / L_q oproti segmentovaným rotorům. Důvodem je lepší návrh magnetického obvodu a u podélně laminovaných rotorů použití speciálních plechů s technologicky upravenými parametry tak, aby bylo dosaženo velké nesymetrie magnetické vodivosti v požadovaných osách. V případě podélné laminace jsou ztráty v železe větší než u příčné laminace, což je způsobeno větším působením vířivých proudů. [18]

Pro zvýšení momentu při zachování statorového proudu mohou být do bariér vloženy permanentní magnety, jak ukazuje obr. 4. Orientace magnetů je směřována tak, aby jimi vytvořený magnetický tok měl opačnou orientaci oproti toku působícímu v ose q . [2]

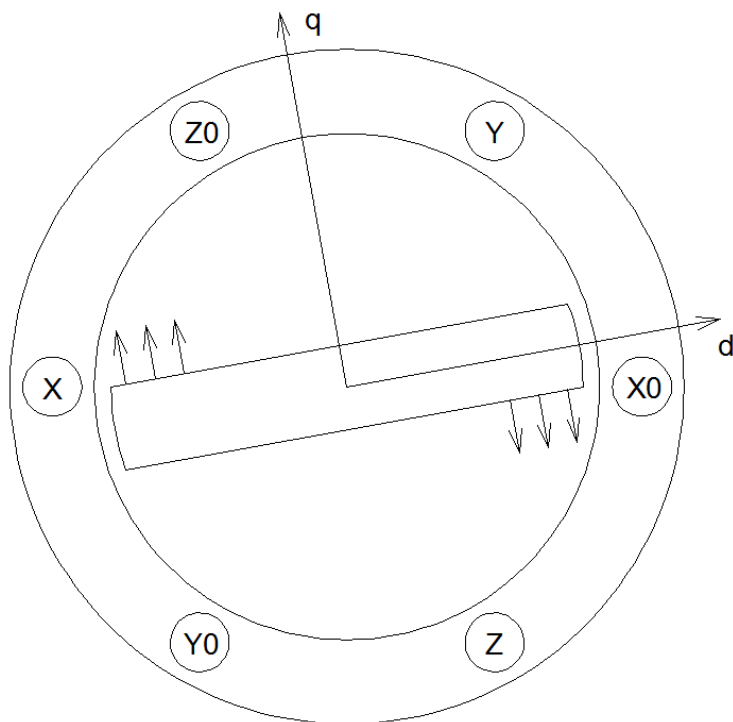


Obr. 3 Laminované rotory (převzato z [18])



Obr. 4 Laminované rotory s podporou permanentních magnetů (převzato z [2],[11])

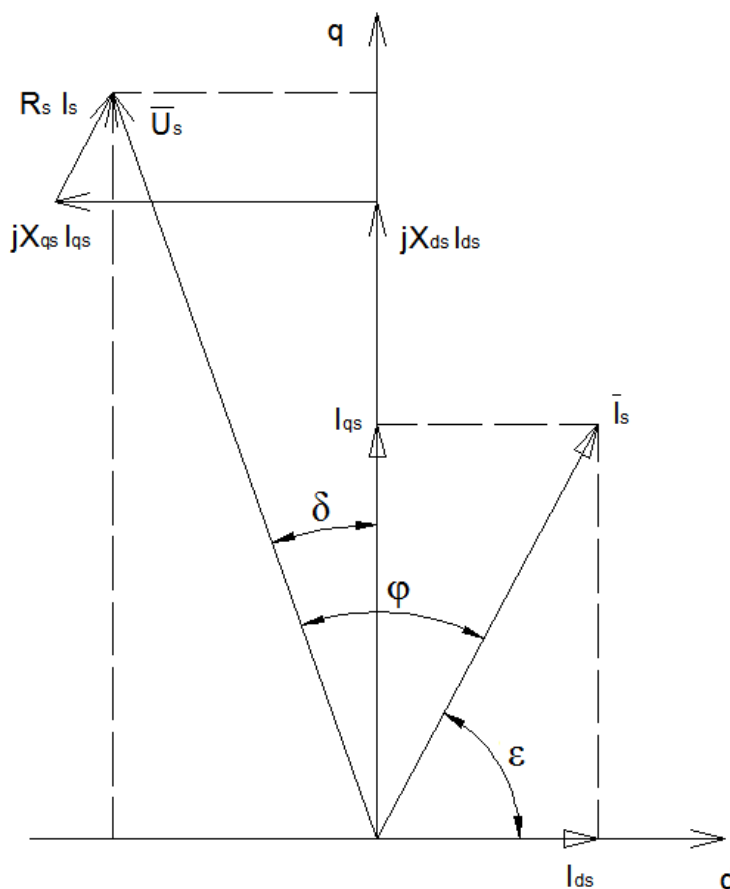
1.2 Princip činnosti reluktančního motoru



Obr. 5 Princip reluktančního motoru (převzato z [13])

Magnetická reluktance je opak magnetické vodivosti. Na obr. 5 je schematicky nakreslen dvoupólový stroj. Rotor má v ose d minimální reluktanci a v ose q reluktanci maximální. Na statoru je umístěno třífázové vinutí, s cívkami prostorově posunutými o 120° . Budeme-li stator napájet z třífázového symetrického zdroje, jehož proudy jsou též vzájemně posunuty o 120° , vznikne v dutině stroje točivé magnetické pole. Rotor se bude díky své rozdílné reluktanci otáčet tak, aby co nejméně bránil průchodu vytvořeného pole. Osa d bude rovnoběžná se siločarami statorového pole (reluktanční motor bez zatížení). Rotor se tedy bude otáčet synchronní rychlostí.

2 MATEMATICKÝ POPIS RELUKTANČNÍHO MOTORU



Obr. 6 Vektorový diagram reluktančního motoru (převzato z [10])

Při popisu reluktančního motoru vyjdeme z obecné teorie elektrického stroje. Třífázová symetrická soustava vytváří v rovině $d - q$ rotující vektor statorového napětí s konstantní amplitudou. Otáčí-li se rotor stejnou úhlovou rychlostí jako vektor statorového napětí, pak je tento vektor vzhledem k rotoru neměnný. V tomto případě můžeme popsat vztah mezi statorovým vektorem napětí a vektory napětí v podélné a příčné ose. Rovnice (2.1), (2.2) a (2.3) můžeme znázornit pomocí vektorového diagramu uvedeného na obr. 6. [1] [10]

$$\bar{U}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + jX_{ds} \cdot \bar{I}_{ds} + jX_{qs} \cdot \bar{I}_{qs} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_{ds} &= \bar{U}_s \cdot \sin \delta \\ \bar{U}_{qs} &= \bar{U}_s \cdot \cos \delta \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_{ds} &= \bar{I}_s \cdot \cos \epsilon \\ \bar{I}_{qs} &= \bar{I}_s \cdot \sin \epsilon \end{aligned} \quad (2.3)$$

kde $\bar{U}_s \dots [V]$ je vektor statorového napětí, $R_s \dots [\Omega]$ je odpor statorového vinutí, $\bar{I}_s \dots [V]$ je vektor statorového proudu, X_{ds} a $X_{qs} \dots [\Omega]$ jsou reaktance v osách d a q , \bar{I}_{ds} a $\bar{I}_{qs} \dots [A]$ jsou

vektory statorového proudu v osách d a q , $\delta \dots [rad]$ je úhel mezi osou q a vektorem statorového napětí. $\varepsilon \dots [rad]$ je úhel mezi osou d a vektorem statorového proudu.

2.1 Rovnice reluktančního motoru

Napěťové rovnice reluktančního motoru rozepsané ve složkách jsou následující. [10]

$$\begin{aligned} u_d &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \psi_{qs} \\ u_q &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \psi_{ds} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Spřažené magnetické toky vyjádříme pomocí indukčností a proudů. [10]

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= L_{ls} \cdot i_{ds} + L_{md} \cdot i_{ds} = L_d \cdot i_{ds} \\ \psi_{qs} &= L_{ls} \cdot i_{qs} + L_{mq} \cdot i_{qs} = L_q \cdot i_{qs} \end{aligned} \quad (2.5)$$

kde u_d a $u_q \dots [V]$ jsou napětí v osách d a q , $R_s \dots [\Omega]$ je odpor statorového vinutí, i_{ds} a $i_{qs} \dots [A]$ jsou proudy v osách d a q , ψ_{ds} a $\psi_{qs} \dots [Wb]$ jsou spřažené magnetické toky v osách d a q , $\omega_r \dots [rad/s]$ je úhlová rychlost rotoru, $L_{ls} \dots [H]$ je rozptylová indukčnost, L_{md} a $L_{mq} \dots [H]$ jsou magnetizační indukčnosti v osách d a q , L_d a $L_q \dots [H]$ jsou výsledné indukčnosti v osách d a q . Hodnoty proudů můžeme vyjádřit v případě ustálených napětí takto: [10]

$$\begin{aligned} I_{ds} &= \frac{\omega_r \cdot L_q \cdot U_{qs} + R_s \cdot U_{ds}}{R_s^2 + \omega_r^2 \cdot L_d \cdot L_q} \\ I_{qs} &= \frac{-\omega_r \cdot L_d \cdot U_{ds} + R_s \cdot U_{qs}}{R_s^2 + \omega_r^2 \cdot L_d \cdot L_q} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Zanedbáme-li statorový odpor, přejdou rovnice do tvaru (2.7). [10]

$$\begin{aligned} I_{ds} &= \frac{U_{qs}}{\omega_r \cdot L_d} \\ I_{qs} &= \frac{-U_{ds}}{\omega_r \cdot L_q} \end{aligned} \quad (2.7)$$

2.1.1 Výkon a moment reluktančního motoru

Činný výkon je dle [36] a fázorového diagramu obr 6. (při zanedbání statorových ztrát) dán vztahem:

$$P = m \cdot U_s \cdot \operatorname{Re}\{I_s\} \quad (2.8)$$

(2.8) lze dále upravit na (2.9).



$$P = m \cdot U_s \cdot (I_q \cdot \cos \delta - I_d \cdot \sin \delta) \quad (2.9)$$

Dosažením $U_s \cdot \cos \delta = X_d \cdot I_d$, $U_s \cdot \sin \delta = X_q \cdot I_q$ do (2.9) můžeme vztah pro výkon zapsat ve tvaru:

$$P = m \cdot U_s^2 \cdot \frac{X_d - X_q}{2 \cdot X_d \cdot X_q} \cdot \sin 2\delta \quad (2.10)$$

Moment se určí z (2.10) dosazením do $P = \omega_{mech} \cdot M$

$$M_r = \frac{m \cdot U_s^2}{\omega_{mech}} \cdot \frac{X_d - X_q}{2 \cdot X_d \cdot X_q} \cdot \sin 2\delta \quad (2.11)$$

Kde $P...[W]$ je výkon, $M_r...[Nm]$ je moment, $m...[-]$ je počet fází, $U_s...[V]$ efektivní hodnota statorového fázového napětí, X_d a $X_q...[\Omega]$ jsou reaktance v osách d a q , $\delta...[rad]$ je úhel mezi osou q a vektorem statorového napětí, $\omega_{mech}...[rad \cdot s^{-1}]$ je mechanická úhlová rychlost.[36]

2.1.2 Moment reluktančního motoru v $d - q$ osách

Moment reluktančního motoru v $d - q$ osách popisuje rovnice (2.12). [13]

$$M_r = \frac{3 \cdot p}{2} \cdot (\psi_{ds} \cdot i_{qs} - \psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (2.12)$$

Dosažením (2.5) do (2.12) a úpravou dostáváme vztah pro moment v tomto tvaru:

$$M_r = \frac{3 \cdot p}{2} \cdot (L_d - L_q) \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (2.13)$$

Dále můžeme rovnici upravovat dosazením (2.3) do (2.13). Dostaneme tím moment stroje v závislosti na úhlu natočení vektoru statorového proudu (2.14). [13]

$$M_r = \frac{3 \cdot p}{4} \cdot (L_d - L_q) \cdot I_s^2 \cdot \sin 2\varepsilon \quad (2.14)$$

kde $p...[-]$ je počet pólových dvojic, ψ_{ds} a $\psi_{qs}...[Wb]$ jsou spřažené magnetické toky v osách d a q , L_d a $L_q...[H]$ jsou indukčnosti v osách d a q , i_{ds} a $i_{qs}...[A]$ jsou proudy v osách d a q , $I_s...[A]$ je amplituda statorového proudu, $\varepsilon...[rad]$ je úhel mezi osou d a vektorem statorového proudu.

Z rovnic (2.13) a (2.14) vidíme, jak je pro moment stroje důležité dosažení vysokého poměru podélné a příčné indukčnosti. Dále vidíme, jak je moment stroje závislý na natočení statorového vektoru proudu. Při daném poměru podélné a příčné indukčnosti vznikne teoreticky největší moment motoru, při $\varepsilon = 45^\circ$ elektrických.

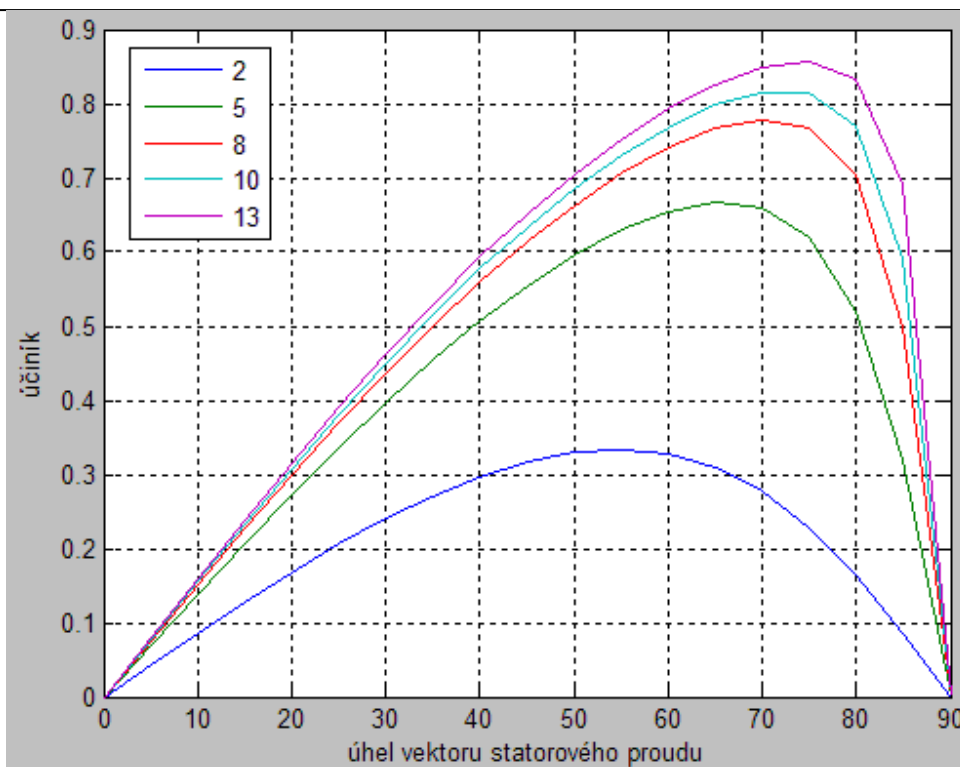
2.1.3 Účíník reluktančního motoru

$$\cos \varphi = \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 \cdot \frac{1}{\sin^2 \varepsilon} + \frac{1}{\cos^2 \varepsilon}}} \quad (2.15)$$

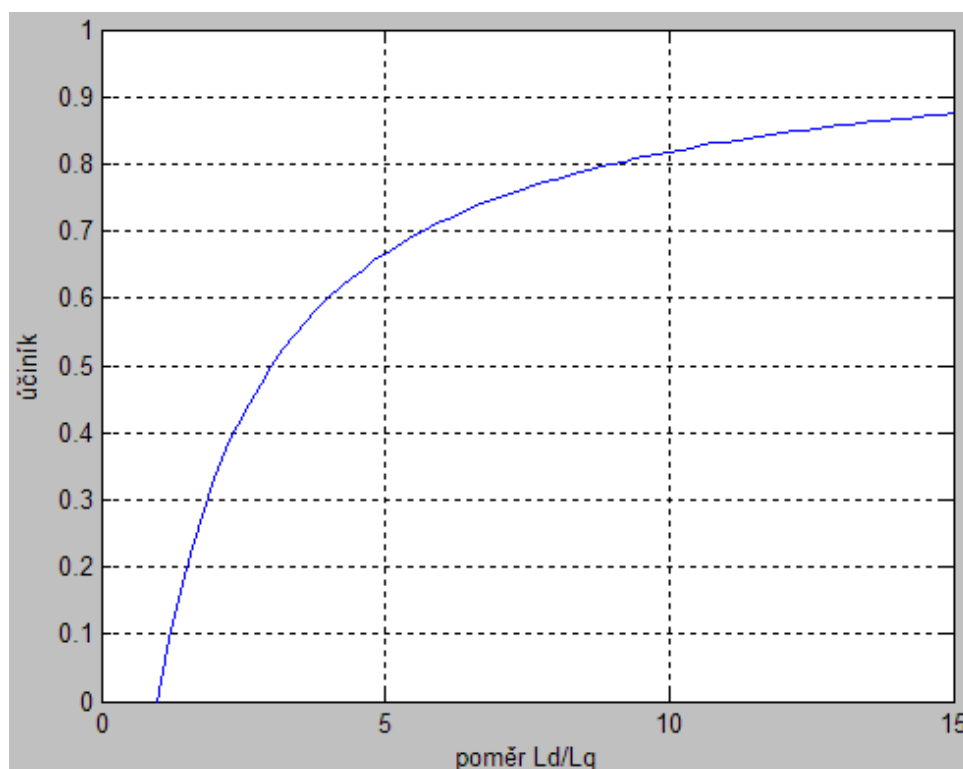
$$\varepsilon_{\max} = \tan^{-1} \sqrt{\frac{L_d}{L_q}} \quad (2.16)$$

$$\cos \varphi_{\max} = \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\frac{L_d}{L_q} + 1} = \frac{L_d - L_q}{L_d + L_q} \quad (2.17)$$

Rovnice (2.15) [16] popisuje účíník vyjádřený pomocí poměru L_d / L_q v závislosti na úhlu statorového proudu. Tato závislost je vynesena v obr. 7 pro různé velikosti poměru L_d / L_q . Bude-li úhel proudového vektoru roven (2.16) [16], pak se vztah (2.15) zjednoduší na (2.17). Tento vztah popisuje maximální účíník v závislosti na poměru L_d / L_q . Tato závislost je vynesena na obr. 8. Rovnice (2.15), (2.16) a (2.17) platí, za podmínky $L_q \neq 0$.[16]



Obr. 7 Účinnost v závislosti na natočení vektoru statorového proudu.



Obr. 8 Účinnost v závislosti na poměru indukčností.

2.1.4 Moment reluktančního motoru s permanentními magnety na rotoru

Jsou-li permanentní magnety umístěny na rotoru dle obr. 4, je moment vyjádřen stejně jako v 2.1.2 rovnicí (2.12). [2]

$$M_r = \frac{3 \cdot p}{2} \cdot (\psi_{ds} \cdot i_{qs} - \psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= L_d \cdot i_{ds} \\ \psi_{qs} &= L_q \cdot i_{qs} - \psi_{(pm)q} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Magnetický tok vytvářený magnety působí v ose q a má opačnou orientaci, než magnetický tok vyvolaný statorovým vinutím v téže ose. Proto jsou spřažené magnetické toky popsány rovnicemi (2.18). Po dosazení (2.18) do (2.12) dostáváme pro moment stroje vztah (2.19). [2]

$$M_r = \frac{3 \cdot p}{2} \cdot [L_d \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} - (L_q \cdot i_{qs} - \psi_{(pm)q}) \cdot i_{ds}] \quad (2.19)$$

kde $p \dots [-]$ je počet pólových dvojic, ψ_{ds} a $\psi_{qs} \dots [Wb]$ jsou spřažené magnetické toky v osách d a q , L_d a $L_q \dots [H]$ jsou výsledné indukčnosti v osách d a q , i_{ds} a $i_{qs} \dots [A]$ jsou proudy v osách d a q , $\psi_{(pm)q} \dots [Wb]$ je magnetický tok permanentních magnetů.

Z rovnice (2.19) je vidět, že vložením permanentních magnetů může být indukčnost L_q redukována téměř na nulovou hodnotu, což vede ke zvýšení momentu stroje. Jelikož statorový tok působící v ose q je malý, není třeba k vykompenzování statorového toku silný magnet. [10]

3 PATENTY K RELUKTANČNÍM MOTORŮM

V patentu číslo 6329734 (P1) vydaném 11. 12. 2001 je uvedena konstrukce reluktančního motoru s permanentními magnety na rotoru. Rotor s vyznačenými magnetickými toky je uveden na obr. P1_1. Obr. P1_2 ukazuje řez motorem při různých alternativách rotoru. Vyznačuje se vysokým chladícím účinkem v rotoru a je schopen pracovat při vysokých otáčkách. Velké chlazení v rotoru zvyšuje spolehlivost zařízení. [19]

Přibližně o rok později 29. 1. 2002 byla konstrukce rotoru ještě více zdokonalena, a to v patentu číslo 6342745 (P2). Jak ukazuje například obr. P2_1, oproti původnímu rotoru jsou na novém doplněny nemagnetické bariéry. Ve směru osy q se výrazně zvyšuje reluktance. Další úpravu můžeme vidět na obr. P2_2. Zde se díky nemagnetické části na vnitřním konci každého magnetu zabraňuje úniku toku z magnetu. Díky tomu je možné zmenšit objem magnetů, aniž by to výrazně zhoršovalo charakteristiku motoru. Obr. P2_3 ukazuje konstrukci reluktančního motoru s magnety na rotoru a s rozběhovou klecí nakrátko. Klec nakrátko zároveň působí jako tlumící vinutí, které působí příznivě při prudkých změnách zatěžovacího momentu. Některé další typy rotorů uváděné v patentu č. 6342745 ukazuje obr. P2_4. [20]

21. 1. 2003 byl vydán patent č. 6509667 (P3), ve kterém je uvedena konstrukce reluktančního motoru, kde jsou části rotoru vyrobeny práškovou metalurgií. Díky tomuto postupu dostávají dané části své magnetické vlastnosti. Popsaný způsob využívá tlakové nádoby, kde je

střídavě nanášena vrstva z magneticky měkkého materiálu, který slouží k vedení magnetického toku, a vrstva nemagnetického materiálu, který naopak tvoří bariéry pro magnetický tok. Nemagnetické vrstvy mohou být nahrazeny magneticky tvrdým materiálem, který je dále zmagetován tak, aby magnetický tok vzniklých permanentních magnetů, působil proti toku vytvořenému statorovým vinutím v ose q . Obr. P3_1 ukazuje reluktanční motor v řezu a uvedený technologický postup výroby rotoru. Tento postup dle patentu usnadňuje výrobní proces rotoru, minimalizací výrobních kroků a následného opracování do konečné podoby. [21]

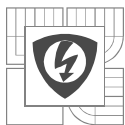
Dalším patentem je patent č. 6674205 (P4), vydaný 6. 1. 2004. V patentu je navržen rotor pro trakční motor. V principu se jedná o rotor se zapuštěnými magnety (IPM), který je vhodně doplněn o nemagnetické bariéry tak, aby vytvářel reluktanční moment. Proto se autor práce rozhodl tento patent uvést. Jsou-li bariéry vyplněné magneticky tvrdým materiálem umístěny při povrchu, je proces magnetizace poměrně jednoduchý. Pokud ale bariéry zasahují hlouběji do rotoru, nemusí být proces vnější magnetizace na tyto části dostatečně účinný. Vynález spočívá ve způsobu magnetizace vnitřních částí, kdy je pro proces magnetizace do prázdné bariéry uvnitř rotoru vložena pomocná magnetizační cívka, která je při ukončení procesu odstraněna. Obrázky k patentu č. 6674205 jsou uvedeny na obr. P4_1. [22]

Patent č. 6684483 (P5) navazuje na výše uvedené v (P4). Jsou zde podchyceny další možné konfigurace rotoru s minimalizací materiálových potřeb při zachování užitných parametrů motoru. Na obr. P5_1 vidíme konfigurace dvou typů, v obou případech je množství použitého materiálu srovnatelné (26 - permanentní magnety, 24 - nemagnetická bariéra). Shodné jsou i výstupní parametry. [23]

21. 9. 2004 byl schválen patent č. 6794784 (P6). Tento vynález navazuje na první dva uvedené patenty (P1) a (P2). Vyznačuje se zlepšenou konstrukcí rotoru. V okolí permanentních magnetů jsou upraveny nemagnetické bariéry pro účinnější nasměrování magnetického toku z permanentních magnetů. Zároveň vzniká větší prostor pro jejich vkládání. Tento typ rotoru je určen pro vysoké otáčky, z toho důvodu je upraven i tvar magnetů, jak je vidět na obr. P6_1. [24]

V patentu č. 6815859 (P7), schváleném 9. 11. 2004, je uveden postup návrhu rotoru tak, aby bylo dosaženo co možná nejvyššího momentu motoru a zároveň jeho minimálního zvlnění, to vše při dodržení nízkých výrobních nákladů. Rotor je konstruován jako vícepólový, s dvojicí nemagnetických bariér, které mohou být pro zvýšení účinnosti v určitých částech vyplněny magneticky tvrdým materiálem. Rozložení je uvedeno na obr. P7_1. Na základě parametrů statoru je dopočítáváno rozložení a konfigurace rotorových bariér. Na obr. P7_2 jsou ukázány různé alternativy návrhu a obr. P7_3, P7_4 a P7_5 ukazuje průběhy momentu v závislosti na úhlu natočení rotoru pro různé konfigurace uvedené v legendě. [25]

1. 2. 2005 byl schválen patent č. 6849983 (P8). Konstrukce rotoru je zde podobná jako u klasických příčně laminovaných bariérových rotorů, avšak po obvodu jsou doplněny nemagnetické můstky, které zabraňují úniku magnetických siločar mimo vodící pásy definované d osou. Obr. P8_1 ukazuje dvě provedení s detailním pohledem na rotor. Na obr. P8_2 vidíme vliv můstků na magnetickou indukci na povrchu rotoru v případě, že magnetický tok prochází středem pólu rotoru, nebo naopak středem nemagnetických bariér. Z obr. P8_2 vidíme, že v případě osy d , nemají můstky na vedení magnetických siločar vliv. Podíváme-li se na osu q , je velikost indukce menší v případě, že jsou nemagnetické můstky po obvodu vytvořeny. Na základě tohoto faktu bude reluktance v ose q větší, tím pádem vzroste poměr nesymetrie magnetických vodivostí a hodnota produkovaného momentu je větší. [26]



Další patent č. 6906448 (P9), schválený 14. 7. 2005, se týká návrhu rotoru synchronního indukčního motoru, v tomto případě s nenáročnou výrobou a nízkou cenou. Dvoupólový rotor je opět vyroben z magneticky měkkého materiálu. Po vnějším obvodu má drážky pro klec nakrátko, která vytváří asynchronní moment. Nemagnetické bariéry vytváří magnetickou asymetrii pro vznik reluktančního momentu. Obr. P9_1 ukazuje provedení vybraných rotorů dle první části tohoto vynálezu. V druhé části je uvedeno, že ideální poměr magnetického a nemagnetického materiálu na rotoru je 1:1. Tuto část splňují rotory ukázané na obr. P9_2. [27]

Patent č. 7161270 (P10) z 9. 1. 2007 představuje zvláštní konstrukci jednofázového synchronního reluktančního motoru s asynchronním rozběhem, který je schopen snížit hlučnost a zvýšit účinnost pomocí mezi stator a rotor vloženého volně se otáčejícího prstence. Prstenec je permanentní magnet, který má shodný počet pólů s rotorem, stejný počet pólů vytváří i statorové vinutí. Připojením hlavních cívek na zdroj, se vytvoří točivé magnetické pole. Magnetický prstenec se díky své nízké setrvačnosti otáčí synchronní rychlostí. Generuje tak točivé pole pro klec rotoru, nakonec je i rotor vtažen do synchronismu. Obr. P10_1 ukazuje závislost otáček na čase (vlevo) a závislost momentu na otáčkách (vpravo) pro magnetický prstenec a rotorovou klec. Na obr. P10_2 je uveden příčný a podélný řez standardním asynchronním motorem (vlevo) a motorem, který je předmětem vynálezu (vpravo). [28]

16. 10. 2007 byl schválen patent č. 7282829 (P11). Předmětem patentu je rotor synchronizovaného asynchronního stroje. Vlastnosti jsou vylepšeny vhodným zaoblením nemagnetických bariér. Jsou zde stanoveny intervaly základních rozměrů. Obr. P11_1, P11_2 a P11_3 zachycují rotory, které jsou předmětem patentu. [29]

Další patent má č. 7459821 (P12) a byl schválen 2. 12. 2008. V patentu je uveden způsob uložení permanentních magnetů v nemagnetických bariérách a přizpůsobení bariér tak, aby byl potenciál magnetů co nejefektivněji využit. Cílem je maximalizovat účinek magnetů. Tím může být zmenšen jejich objem, což vede ke snížení výrobních nákladů. Obr. P12_1 a P12_2 ukazují podstatu vynálezu. [30]

Patent s č. 7489062 (P13), schválený 10. 2. 2009, předkládá technologii uchycení segmentů podélně laminovaného rotoru. Podpěrná konstrukce je vyrobena z nemagnetického materiálu a každá z nosných tyčí má dostatečnou pevnost, aby odolala odstředivým silám. Nosné tyče jsou umístěny ve zlomech bariér, zlomů může být i více než dva, jak je uvedeno na obr. P13_1. Ani počet lamel není přesně definován. Obr. P13_2 ukazuje použití technologie pro konstrukci reluktančního motoru s vnitřním statorem (P13_2a) a pro oboustranný reluktanční motor (P13_2b,c). [31]

14. 7. 2009 byl vydán patent s č. 7560846 (P14). Vněm je patentován upínací systém pro příčně laminované rotory. Nákrese ve dvou variantách s umístěním otvorů jsou uvedeny na obr. P14_1. [32]

Na tento patent navazuje patent s č. 7687949 (P15) z 30. 3. 2010. V něm jsou doplněny otvory pro stahovací tyče, které mají své středy umístěny v prvním vodícím kanálu na ose q. Můžeme je vidět na obr. P15_1. [33]

V dalším patentu č. 8026649 (P16) z 27. 9. 2011 je uvedena konstrukce podélně laminovaného samonosného rotoru reluktančního stroje. Rotor se skládá z vnitřní části a vnějších lamel. Vhodným tvarováním vnitřní a vnějších částí je zabráněno pohybu vnějších částí ve směru odstředivých sil. Konstrukci ukazuje obr. P16_1. [34]

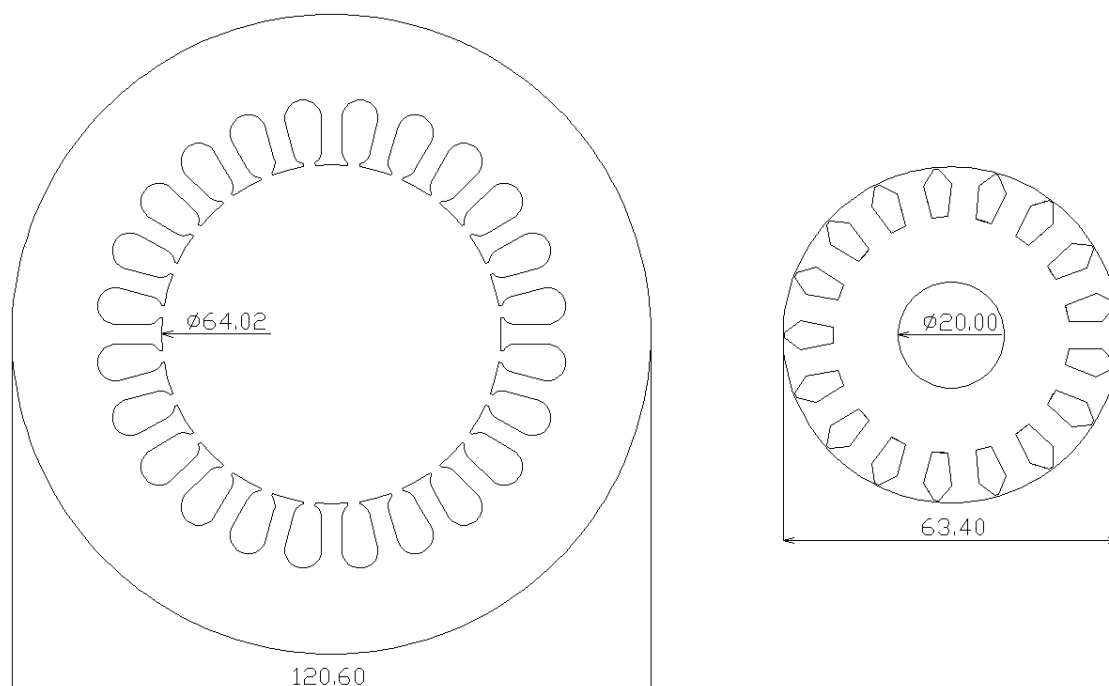
Poslední zmíněný patent č. 8264120 (P17), vydaný 11. 9. 2012, ukazuje stroj s vysokým měrným výkonem a velkým točivým momentem. Obr. P17_1 zobrazuje patentovaný stroj. Rotor je složen z různě zmagnetizovaných prstenců, které jsou uvedeny na obr. P17_2. Cesty magnetických siločar pro jednotlivé osy jsou naznačeny v obr. P17_3. Postup skládání jednotlivých částí je uveden v obr. P17_4. Obr. P17_5 ukazuje závislost momentu na zatěžovacím úhlu. [35]

4 NÁVRH RELUKTANČNÍHO ROTORU DO STÁVAJÍCÍHO STATORU ASYNCHRONNÍHO STROJE

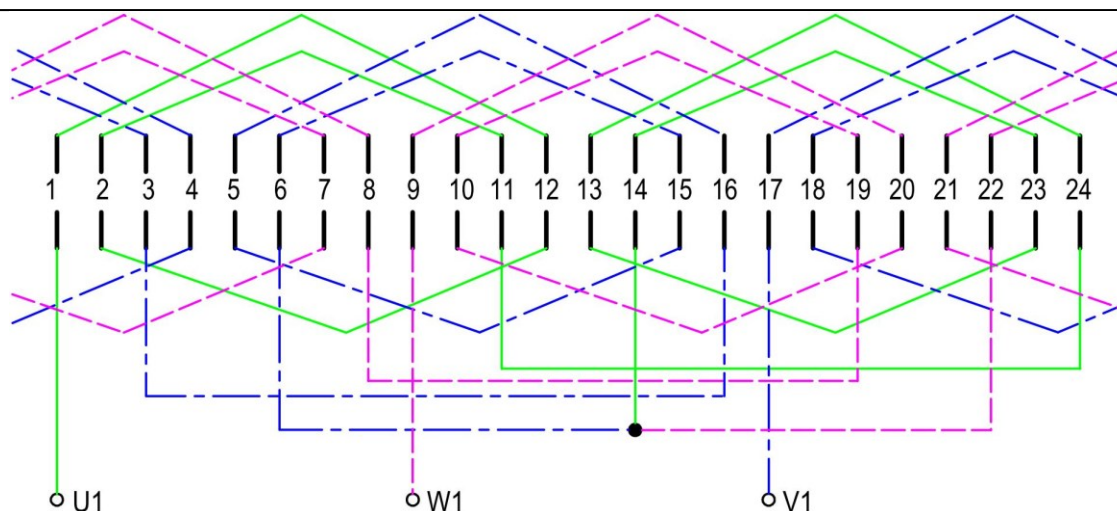
4.1 Parametry asynchronního motoru

Štítkové hodnoty stroje jsou: výkon $P = 600W$, proud $I = 1,6A$, sdružené napětí $U_s = 400V$, otáčky $n = 2841 \text{ min}^{-1}$.

Jelikož se jedná o sériově vyráběný stroj, nemohu uvést podrobný výkres stroje. Obr. 9 ukazuje příčný řez statoru (vlevo) a rotoru (vpravo) se základními rozměry v milimetrech. Délka statorového i rotorového paketu je $60mm$. Vinutí stroje je v dvoupólovém provedení, jednovrstvé se soustřednými cívkami a je zapojeno do hvězdy. Počet drážek na pól a fázi je $q_v = 4$, počet vodičů v drážce je $N_d = 92$, průřez jednoho vodiče je $s_v = 0,53mm^2$, vinutí nemá více paralelních větví. Schéma vinutí je znázorněno na obr. 10.



Obr. 9 Hlavní rozměry asynchronního stroje.



Obr. 10 Rozvinuté schéma vinutí asynchronního stroje.

4.2 Hodnoty použité při návrhu

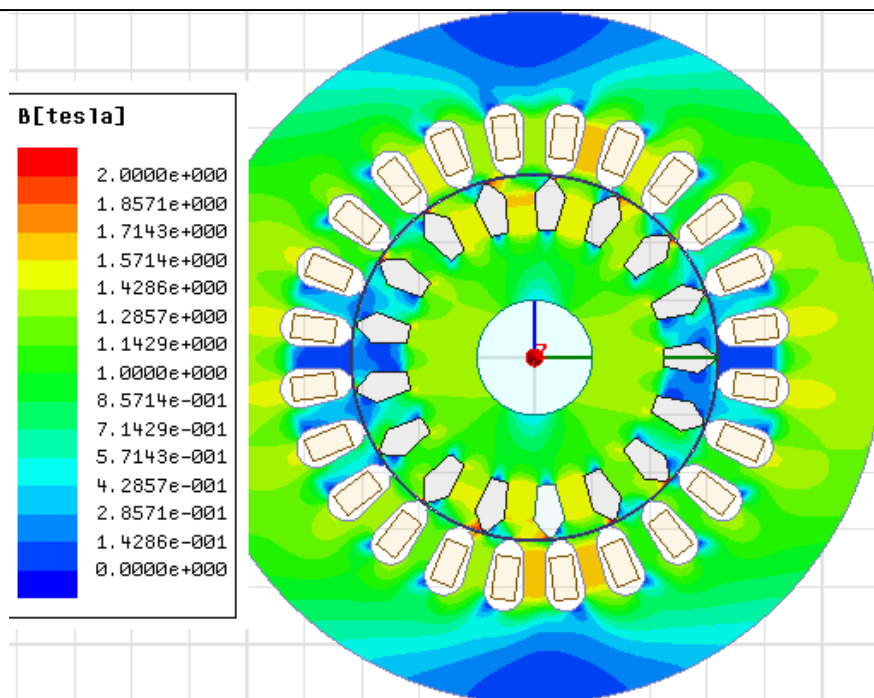
Níže uvedené hodnoty jsou vztaženy k hodnotám získaným z měření, tyto hodnoty jsou uvažovány jako 100% dané veličiny.

Pro návrh reluktančního rotoru do předem definovaného statorového svazku je třeba zjistit další mezní hodnoty některých fyzikálních veličin v určených částech stroje. V ANSYS Maxwell provedl autor práce simulace výchozího asynchronního stroje na dvou modelech. Jeden byl vytvořen v nástroji RMxpert, z něho byl dále vygenerován model ve 2D designu pro řešení metodou konečných prvků. Ze simulací těchto modelů byly získány hodnoty indukce při jmenovitém zatížení. Tyto hodnoty jsou spolu s dalšími uvedeny v tab. 1.

	Měření	Maxwell - RMxpert	Maxwell – 2D design
M [p.j.]	1	0,9873	1,0916
n [p.j.]	1	1	1
P ₂ [p.j.]	1	0,9889	1,0916
P ₁ [p.j.]	1	0,9680	1,1133
I [p.j.]	1	0.9145	0.9543
U [p.j.]	1	0,9967	0,9967
cos φ [p.j.]	1	1,0531	
η [p.j.]	1	1,0220	
indukce ve statorovém zubu [T]		1,5430	1,57 – 1,71
indukce ve jhu statoru [T]		1.3679	1,28 – 1,57

Tab. 1 Hodnoty asynchronního stroje.

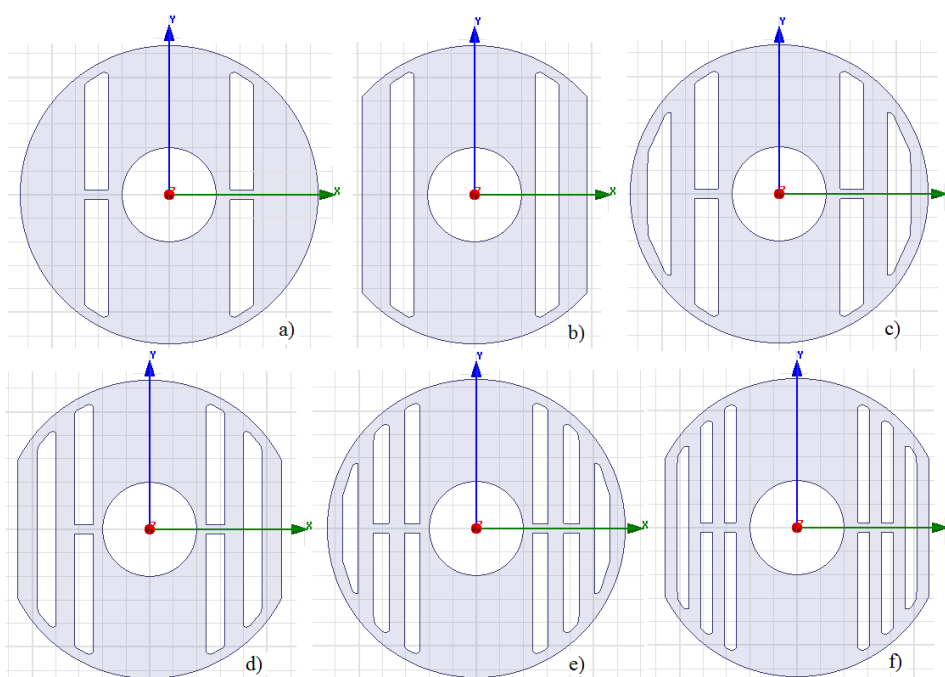
Naměřené hodnoty se od štítkových příliš neliší, nejzásadnější rozdíl byl zjištěn u proudu, změřená hodnota byla o 200mA nižší než hodnota uvedená na štítku.



Obr. 11 Indukce v asynchronním stroji při jmenovitých otáčkách, Maxwell – 2D design.

4.3 Postup návrhu rotoru

U všech následujících rotorů byly dodrženy hlavní rozměry uvedené v obr. 9, vytvořeno bylo několik modelů s různými rotory obr. 12, na kterých byly zjišťovány charakteristické vlastnosti stroje, při dodržení mezních materiálových hodnot. Jedná se především o sycení magnetického obvodu a velikost statorového proudu. S ním souvisí oteplení vinutí během provozu. Pokud to magnetický odvod dovolí, může být proud mírně zvýšen, jelikož nedochází k ohřevu stroje z rotoru, musí ale být zachovány ventilační vlastnosti stroje. V obr. 12 odpovídá osa d ose Y a q ose X.



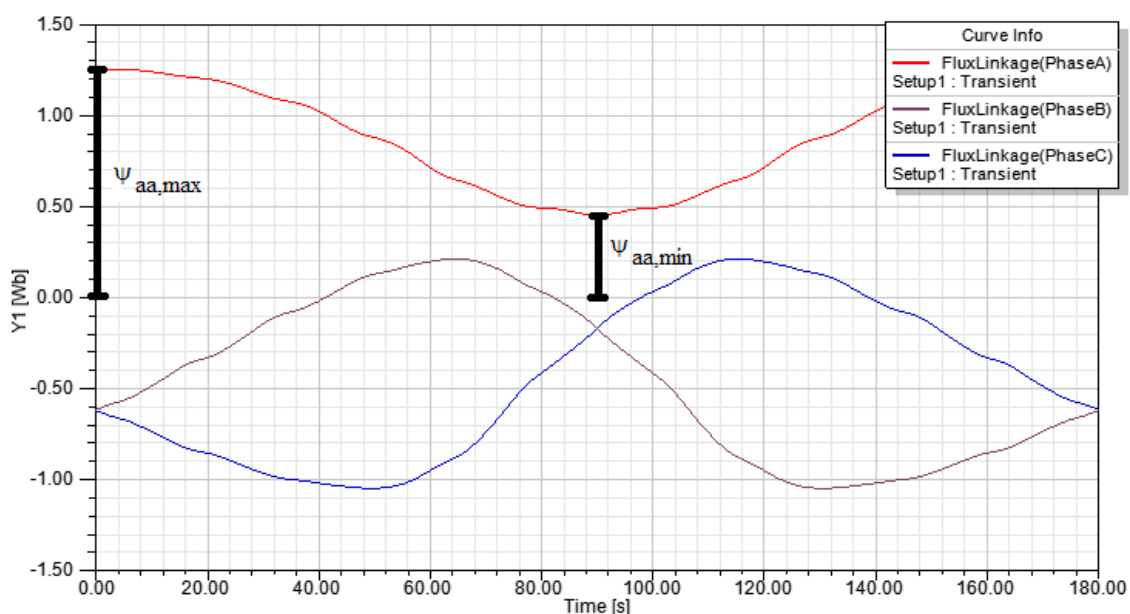
Obr. 12 Zkušební rotory.

4.3.1 Výpočet L_d a L_q pomocí metody konečných prvků

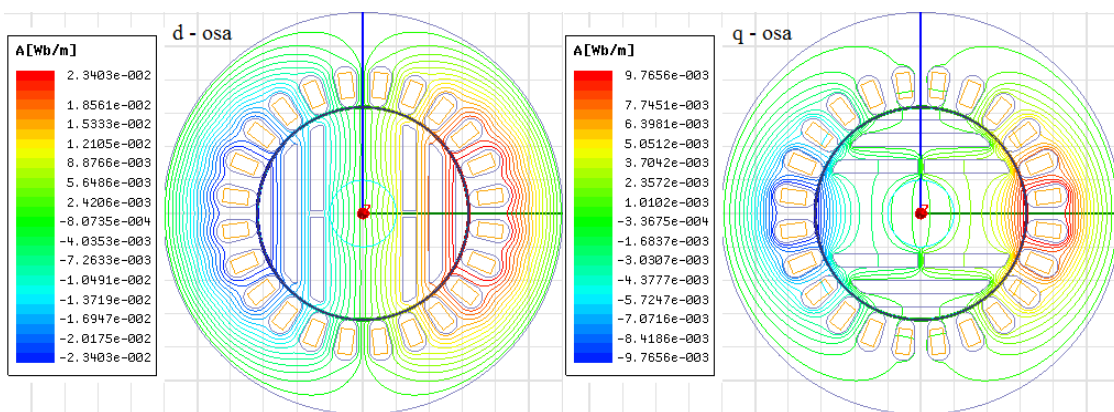
V modelu byly nastaveny proudy $I_a = I$, $I_b = -I/2$, $I_c = -I/2$ a otáčky jeden stupeň za sekundu. Příklad výsledků je uveden na obr. 13. Obr. 14 ukazuje rozložení magnetických siločar ve stroji s rotorem obr. 12d). Indukčnosti L_d a L_q jsou vypočteny z rovnic (4.1) a (4.2). [37]

$$L_d = \frac{\psi_{aa,max}}{I} \quad (4.1)$$

$$L_q = \frac{\psi_{aa,min}}{I} \quad (4.2)$$



Obr. 13 K výpočtu indukčností L_d a L_q .



Obr. 14 Rozložení magnetických siločar v d - ose a q - ose.

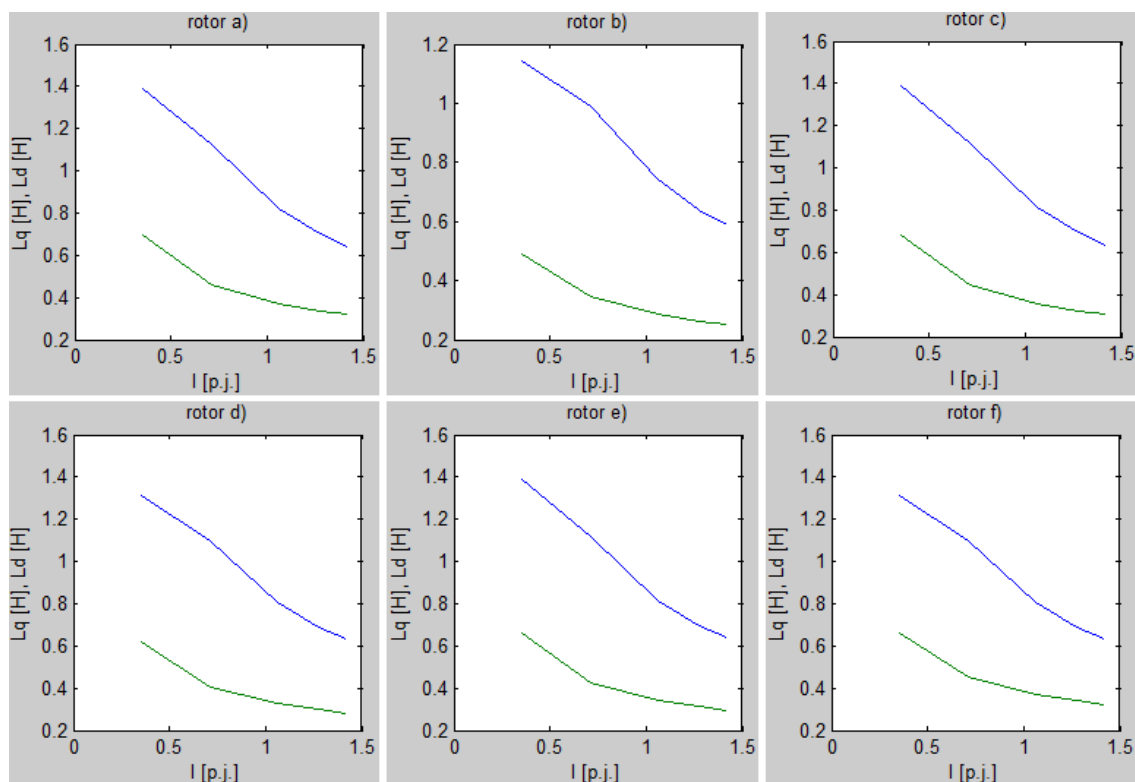
4.3.2 Výsledky provedených simulací na zkušebních rotorech

Pro jednotlivé rotory z obr. 12 byla provedena parametrická analýza pro výpočet podélné a příčné indukčnosti. Vstupním parametrem byl proud. Výsledky této analýzy jsou uvedeny na obr. 15. V tab. 2 jsou uvedeny výsledky pro $I_a = 0,71 \cdot I$ (I je z tab.1 - sloupec měření). Tato

hodnota byla zvolena v závislosti na sycení magnetického obvodu. V reluktančním rotoru se oproti rotoru asynchronnímu prodlužuje střední délka magnetické siločáry.

rotor	L_d [H]	L_q [H]	L_d/L_q
a)	1,1269	0,4588	2,4562
b)	0,9911	0,3460	2,8645
c)	1,1204	0,4465	2,5093
d)	1,0979	0,4060	2,7042
e)	1,1213	0,4271	2,6254
f)	1,0988	0,4556	2,4118

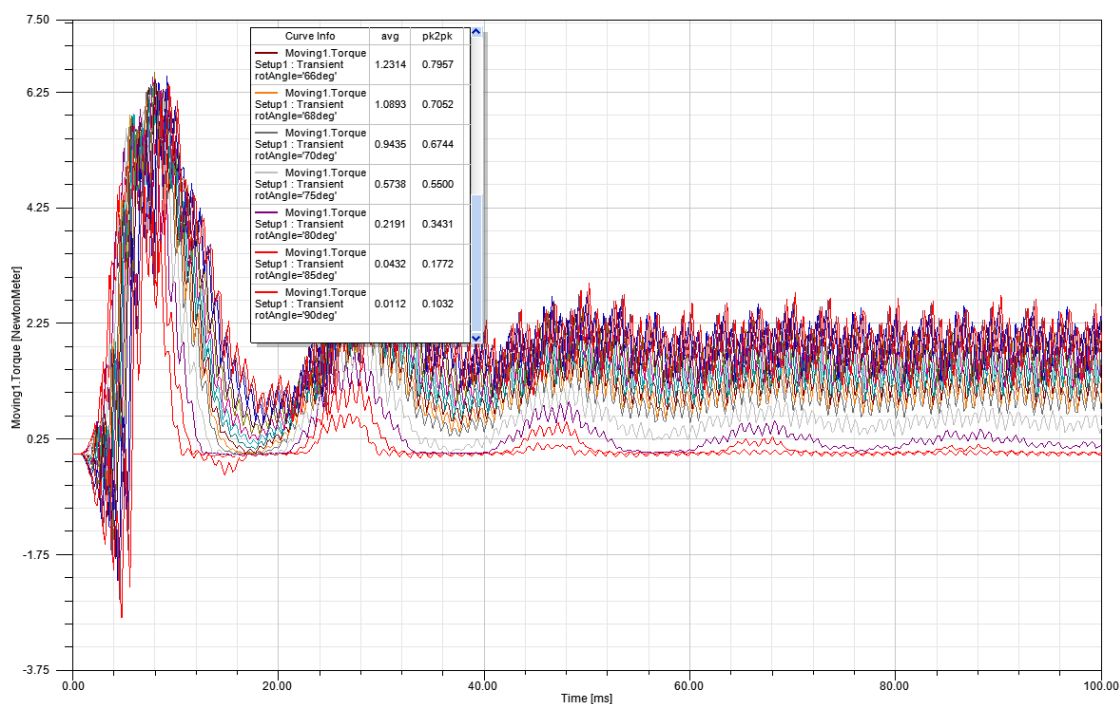
Tab. 2 Hodnoty indukčnosti reluktančních rotorů obr. 12, při $I_a = 0,71 \cdot I$ (I z tab.1- sloupec měření).



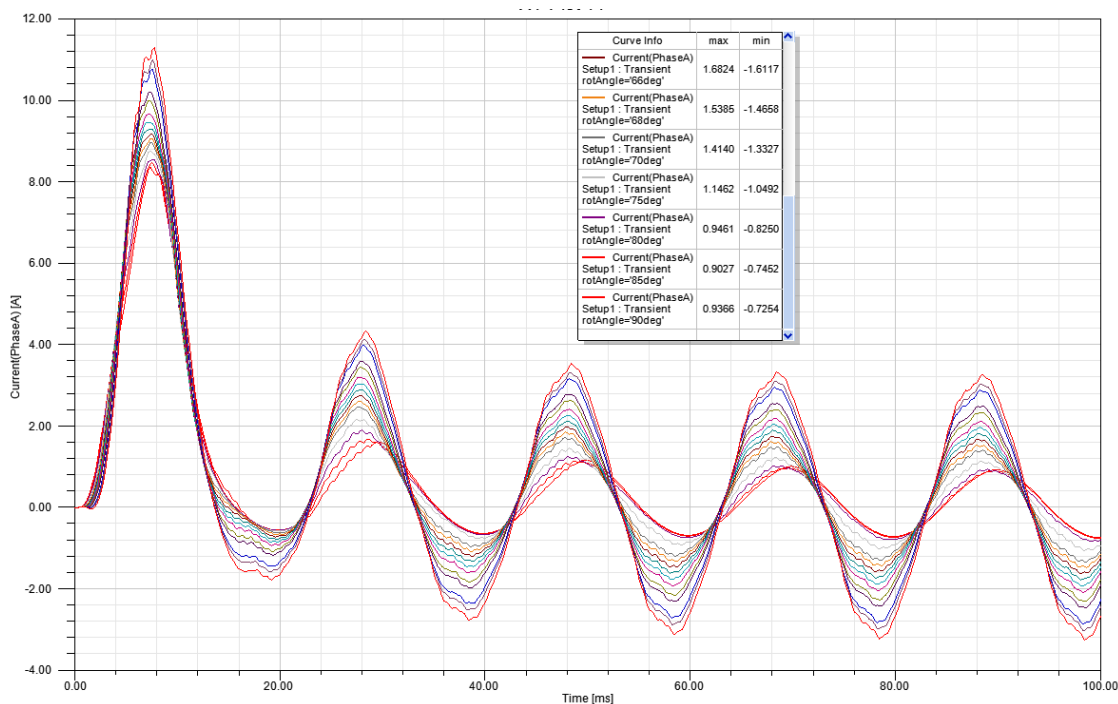
Obr. 15 Výsledky parametrické analýzy, výpočet L_d (modrá) a L_q (zelená) pro rotory obr. 12

Dále byla provedena parametrická analýza, kde byl parametrem zátěžný úhel. Modely byly napájeny sdruženým napětím nn sítě $U_s = 400V$. Sledovanými veličinami byly moment, proud, sycení magnetického obvodu. Výsledky momentu pro rotor z obr. 12a), jsou uvedeny na obr. 16. Hodnoty se rovnají vnitřnímu momentu (nejsou zahrnuty mechanické ztráty momentu). Zátěžný úhel je dopočítán z proměnné “rotAngle“ (zátěžný úhel = $90 - \text{rotAngle}$). Proud jedné fáze je znázorněn na obr. 17, rozložení magnetické indukce ve stroji pak na obr. 18 a B-H charakteristika použitého materiálu pro statorový a rotorový svazek v modelech na obr. 19. Porovnáním obr. 18 a 19 vidíme, že již při zátěžném úhlu 15° je indukce ve statorovém zubu na hranici maxima. Dále si v obr. 18 můžeme všimnout, že pevnostní most uprostřed vzduchové bariéry a mosty na

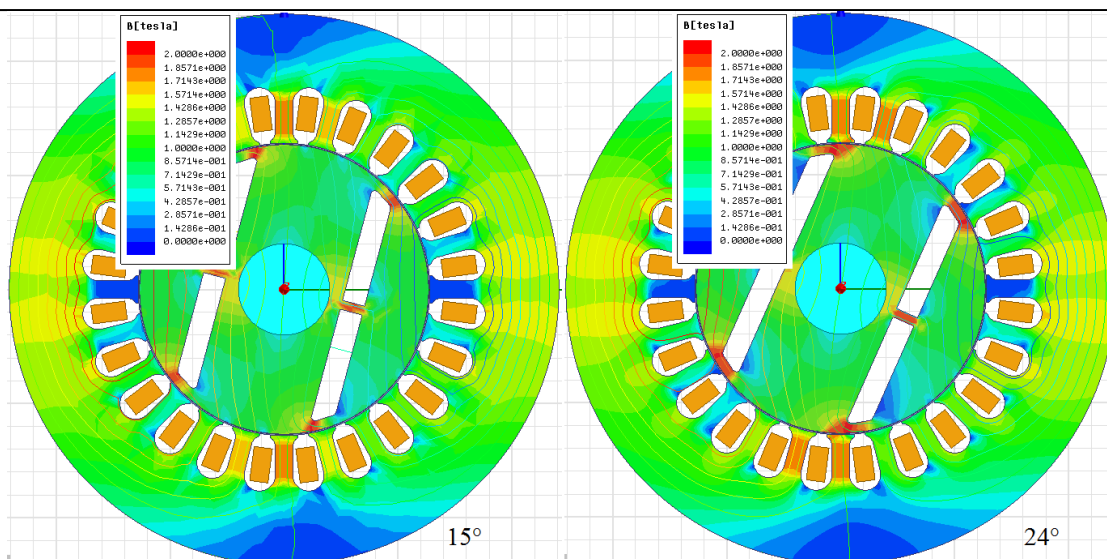
okrajích rotoru jsou při zatížení silně přesycovány. Ztráta magnetické vodivosti v těchto částech však nevadí, naopak je žádoucí. Legenda na obr. 16 a 17 je omezena do velikosti zátěžného úhlu 24° . Při větším zatížení jsou přesycovány zuby statoru a proud vinutím přesahuje naměřené hodnoty asynchronního motoru. Výpočet hodnot v legendě je proveden pro časový úsek 80 – 100 ms.



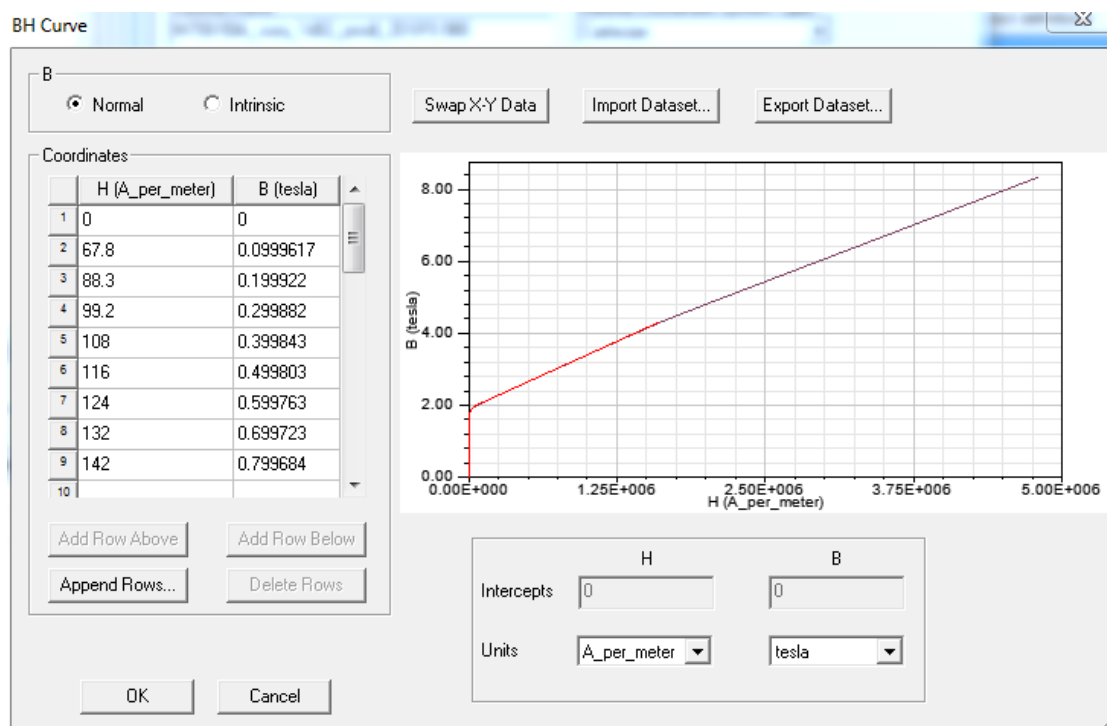
Obr. 16 Hodnoty momentu a zvlnění momentu.



Obr. 17 Proud jedné fáze.



Obr. 18 Rozložení magnetické indukce při zátěžném úhlu 15° a 24°.



Obr. 19 B – H charakteristika použitého materiálu.

Výsledky pro ostatní rotory jsou uvedeny v následujících tabulkách. Omezujícím faktorem pro velikost zátěžného úhlu je sycení magnetického obvodu a velikost proudu vinutím. Poslední uvedená hodnota je vždy hodnotou kritickou a stroj nelze při tomto zatížení provozovat.

	zátěžný úhel [°]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]	B_{zub} [T]
b)	5	0,3938	0,6496	1,76
	10	0,7326	0,8891	1,93

Tab. 3 Výsledky simulace pro rotor obr. 12b).

	zátěžný úhel [°]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]	B_{zub} [T]
c)	5	0,0377	0,4636	1,68
	10	0,1456	0,5045	1,72
	15	0,3618	0,6310	1,95

Tab. 4 Výsledky simulace pro rotor obr. 12c).

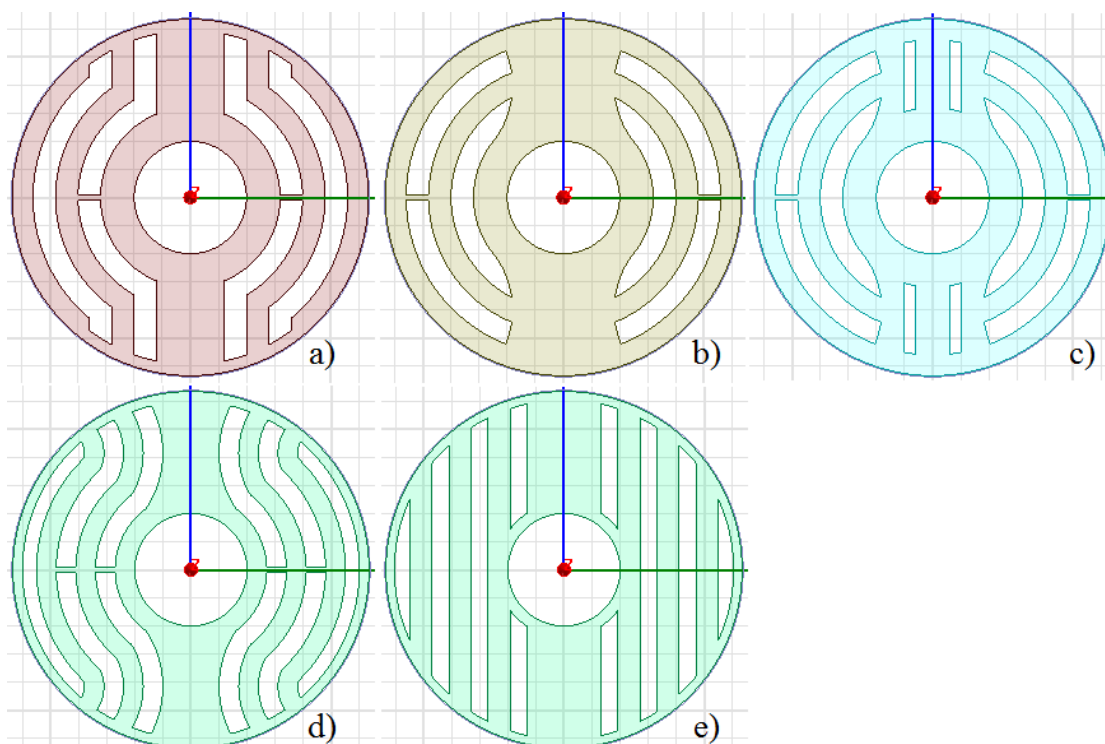
	zátěžný úhel [°]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]	B_{zub} [T]
d)	5	0,0931	0,4743	1,69
	10	0,2374	0,5476	1,77
	15	0,4902	0,6946	1,94

Tab. 5 Výsledky simulace pro rotor obr. 12d).

U rotorů obr. 12e) a 12f) dochází k velkému přesycování statoru (jak v zubu, tak ve jhu) již při zátěžném úhlu 5°. Dochází zde i k vysokému sycení rotoru. Z analýzy vidíme, že při nezměněných parametrech statoru není možné stroj s reluktančními rotory provozovat se zátěžným úhlem větším než 10° při stejném napětí jako motor asynchronní.

4.3.3 Alternativní rotory

Na základě předchozích analýz, patentové rešerše a použité literatury bylo vytvořeno dalších pět rotorů obr. 20. Všechny tyto rotory mají dvě nebo více vzduchových bariér, aby bylo dosaženo co největšího poměru L_d / L_q . Vzhledem k rozměrům stroje je pro počet vzduchových bariér limitující minimální šířka železné rotorové části.

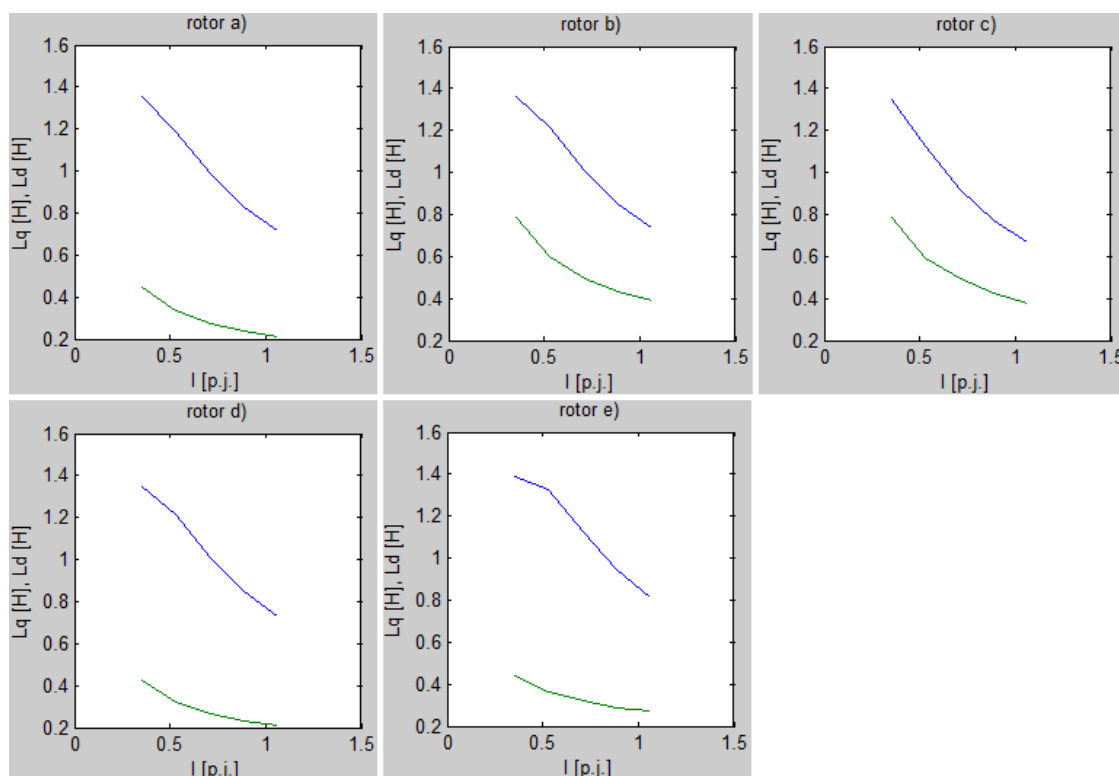


Obr. 20 Alternativní rotory s upravenou geometrií.

S rotory znázorněnými na obr. 20 byla provedena analýza pro výpočet podélné a příčné indukčnosti. Výsledky jsou uvedeny v tab. 6 a na obr. 21.

rotor	L_d [H]	L_q [H]	L_d / L_q
a)	0,9845	0,2740	3,5931
b)	1,0070	0,4945	2,0364
c)	0,9153	0,4912	1,8634
d)	1,0085	0,2656	3,7971
e)	1,1218	0,3214	3,4904

Tab. 6 Hodnoty indukčností reluktančních rotorů z obr. 18, při $I_a = 0,71 \cdot I$ (I z tab.1- sloupec měření).



Obr. 21 Výsledky parametrické analýzy, výpočet L_d (modrá) a L_q (zelená) pro rotory obr. 20.

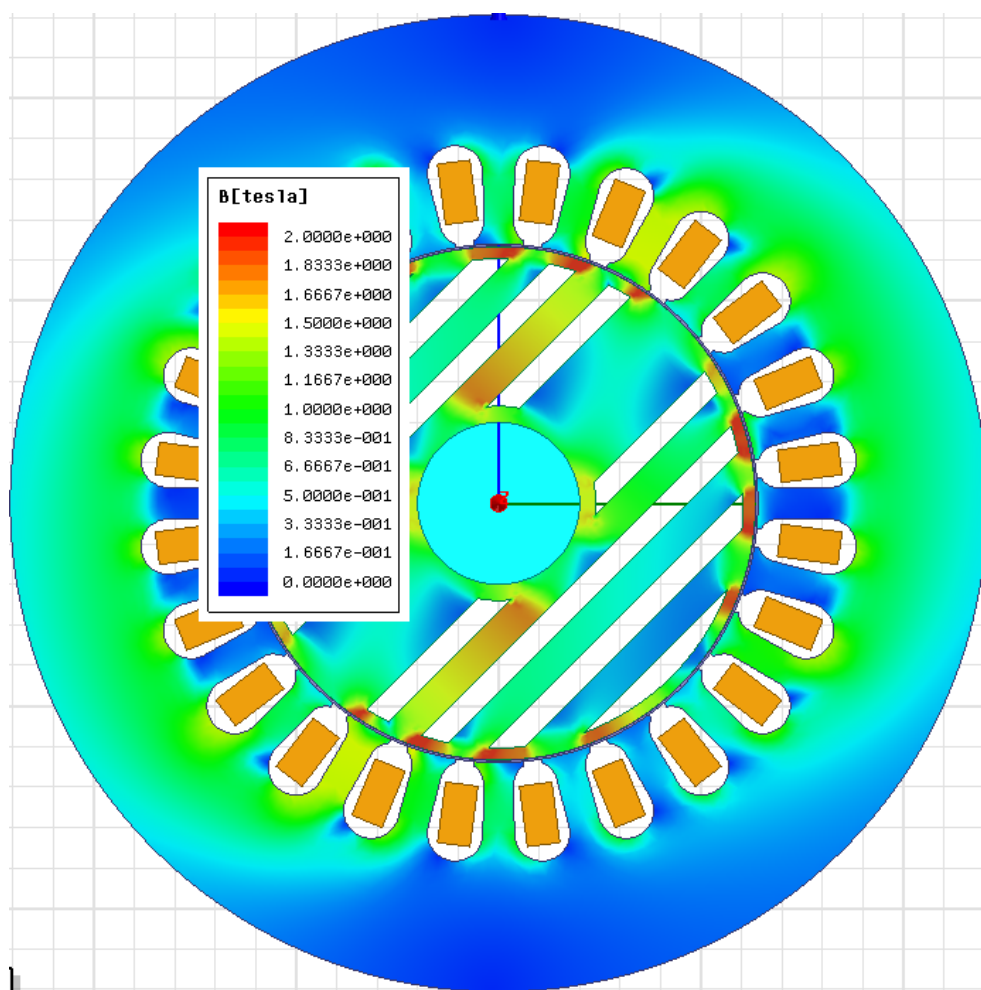
Z výsledků podle tab. 6 byly z dalšího zkoumání vyloučeny rotory obr. 20b) a 20c), protože jejich poměr podélné a příčné indukčnosti je dokonce ještě menší, než u zkušebních rotorů. Zato u rotorů obr. 20a), 20d) a 20e) byl poměr L_d / L_q zvýšen.

Dále byla provedena parametrická analýza, kde vstupními parametry byla amplituda fázového napájecího napětí a zátěžný úhel. Při této analýze byl zkoumán rozsah zatěžovacího úhlu při dané amplitudě napájecího napětí. Omezujícím faktorem je opět sycení magnetického obvodu a velikost proudu ve vinutí. Zpracování výsledků a především samotná simulace je velice časově náročná, proto byla provedena pouze pro jeden rotor, a to pro rotor obr. 20e). Výsledky pro vybrané amplitudy fázového napájecího napětí jsou shrnuty v následujících tabulkách.

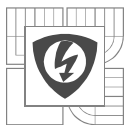
zátěžný úhel [°]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]
5	0,0195	0,2529
10	0,0421	0,2994
15	0,0957	0,3558
20	0,1573	0,4322
25	0,2180	0,5267
30	0,2698	0,6406
35	0,3076	0,7475
40	0,3266	0,8596
45	0,3256	0,9668

Tab. 7 Výsledky simulace pro rotor obr. 20e). $U_m = 175$ V.

Sycení magnetického obvodu se na celém rozsahu pohybuje v rozumných hodnotách. Při zátěžném úhlu 45° dochází k mírně zvýšenému sycení v rotoru v částech mezi první a druhou vzduchovou bariérou od d osy rotoru, jak ukazuje obr. 22. Hodnota magnetické indukce je přibližně 1,6 – 1,7T.



Obr. 22 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 20e). $U_m = 175$ V, zátěžný úhel 45° .



zátěžný úhel [°]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]
5	0,0308	0,2982
10	0,0776	0,3506
15	0,1610	0,4371
20	0,2516	0,5430
25	0,3363	0,6737
30	0,4057	0,8218
35	0,4507	0,9550
40	0,4688	1,0937
45	0,4615	1,2225

Tab. 8 Výsledky simulace pro rotor obr. 20e). $U_m = 200$ V.

Při amplitudě 200V dochází ke zvýšenému sycení v rotoru ve výše popsáných částech již při zátěžném úhlu 35°. Hodnota indukce při 45° se blíží 1,8T a proud vinutím je přibližně o pětinu vyšší než změřený proud asynchronního motoru při jmenovitém zatížení.

zátěžný úhel [°]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]
5	0,0457	0,3372
10	0,1297	0,4099
15	0,2479	0,5302
20	0,3727	0,6717
25	0,4853	0,8388
30	0,5705	1,0185
35	0,6219	1,1780
40	0,6398	1,3398
45	0,6257	1,4962

Tab. 9 Výsledky simulace pro rotor obr. 20e). $U_m = 225$ V.

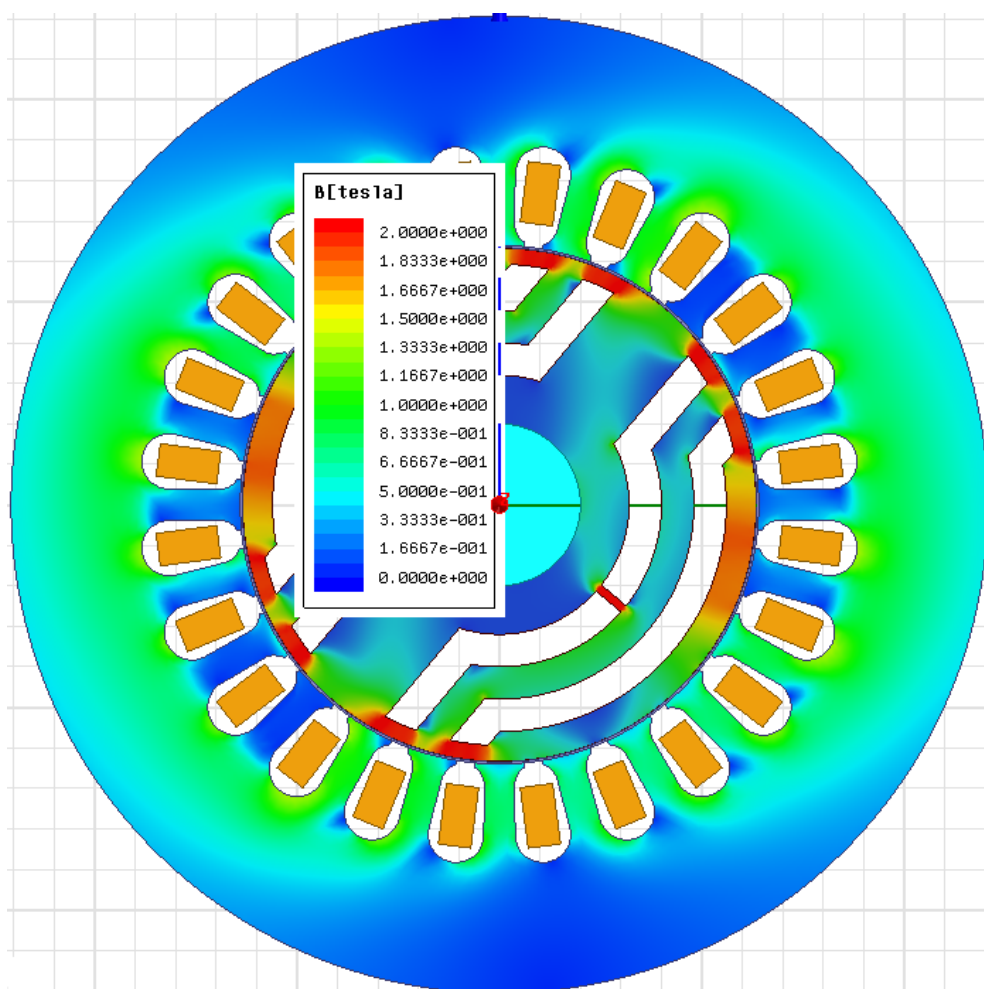
Je-li amplituda napájecího napětí 225V a zátěžný úhel 30° je sycení rotoru v kritických částech přibližně 1,75T. Proud je přibližně stejný jako při měření. Při vyšším zatížení je indukce i proud nad povolené meze.

Pro rotory obr. 20a) a 20d) byla provedena simulace pro amplitudy 175V a 200V, tyto hodnoty byly zvoleny na základě výsledků předchozí analýzy rotoru obr. 20e). Výsledky pro rotor obr. 20a) jsou shrnuty v tabulkách níže. Jelikož výsledky u rotoru obr. 20d) byly horší, než u rotoru obr. 20a), nejsou dále v práci uvedeny.

zátěžný úhel [°]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]
5	0,0112	0,2568
10	0,0232	0,2588
15	0,0612	0,2780
20	0,1390	0,3807
25	0,2195	0,5751
30	0,2861	0,7730
35	0,3347	0,9771
40	0,3601	1,1801
45	0,3603	1,3609

Tab. 10 Výsledky simulace pro rotor obr. 20a). $U_m = 175V$.

U rotoru obr. 20a) dochází již při 15° zátěžného úhlu k zvýšenému sycení v krajních částech rotoru. Při zatížení, které odpovídá úhlu 35° je hodnota nad 1,8T, jak je vidět na obr. 23.



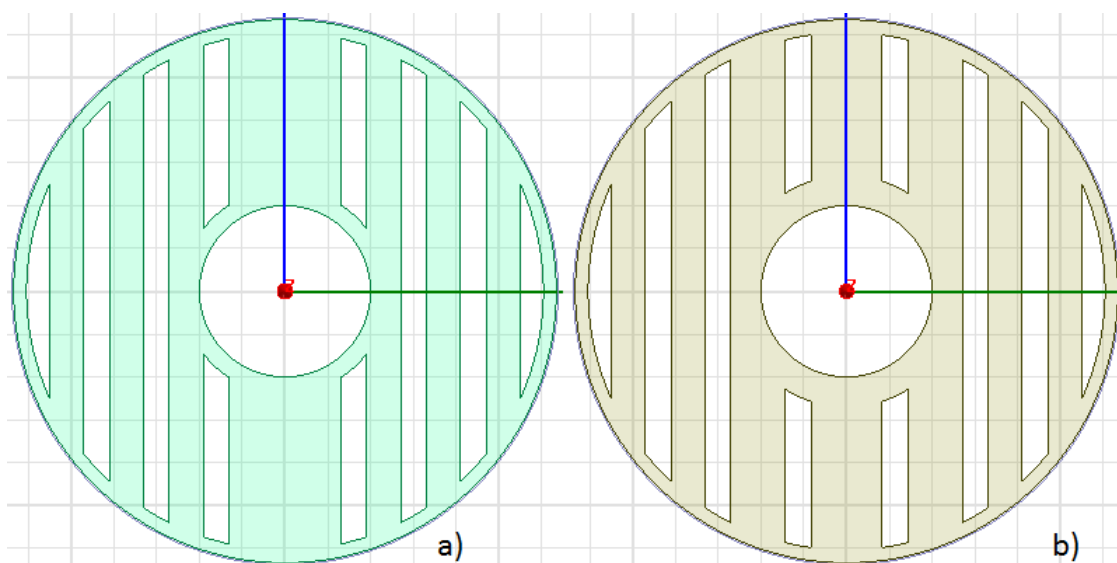
Obr. 23 Rozložení magnetické indukce pro rotor z obr. 20a). $U_m = 175V$, zátěžný úhel 35°.

zátěžný úhel [°]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]
5	0,0215	0,3094
10	0,0508	0,3195
15	0,1413	0,3615
20	0,2564	0,5568
25	0,3612	0,8001
30	0,4349	1,0408
35	0,4995	1,2747
40	0,5211	1,5139
45	0,5092	1,7262

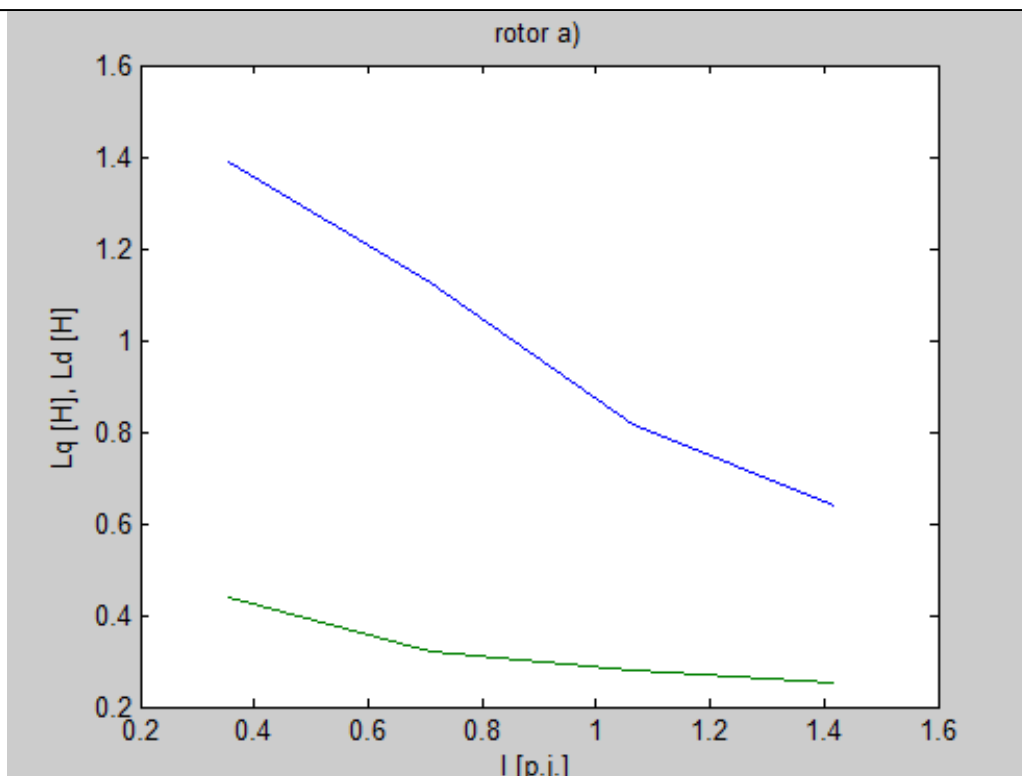
Tab. 11 Výsledky simulace pro rotor obr. 20a). $U_m = 200V$.

Rotor obr. 20a) dosahuje poměrně slušného poměru indukčností L_d / L_q , v porovnání s ostatními analyzovanými rotory, při zatížení se tok uzavírá z velké části přes okraje rotoru a dosažený moment tak není příliš vysoký.

Na obr. 24a) je znázorněn původní rotor obr. 20e), na obr. 24b) je pak tento rotor upravený, tak, že byla rozšířena plocha železa v oblasti, kde docházelo k vysokému sycení. S tímto rotorem byly provedeny simulace pro výpočet indukčností (L_d, L_q) a dále simulace pro funkční závislost momentu a proudu na zatěžovacím úhlu. Na obr. 25 jsou znázorněny výsledky indukčností v podélné a příčné ose pro upravený rotor. Při $I_a = 0,71 \cdot I$ jsou indukčnosti L_d, L_q o velikosti $L_d = 1,1228H$, $L_q = 0,3226H$ a $L_d / L_q = 3.4805$. Výsledky indukčností jsou pro oba rotory téměř stejné.



Obr. 24 Úprava rotoru z obr. 20e).

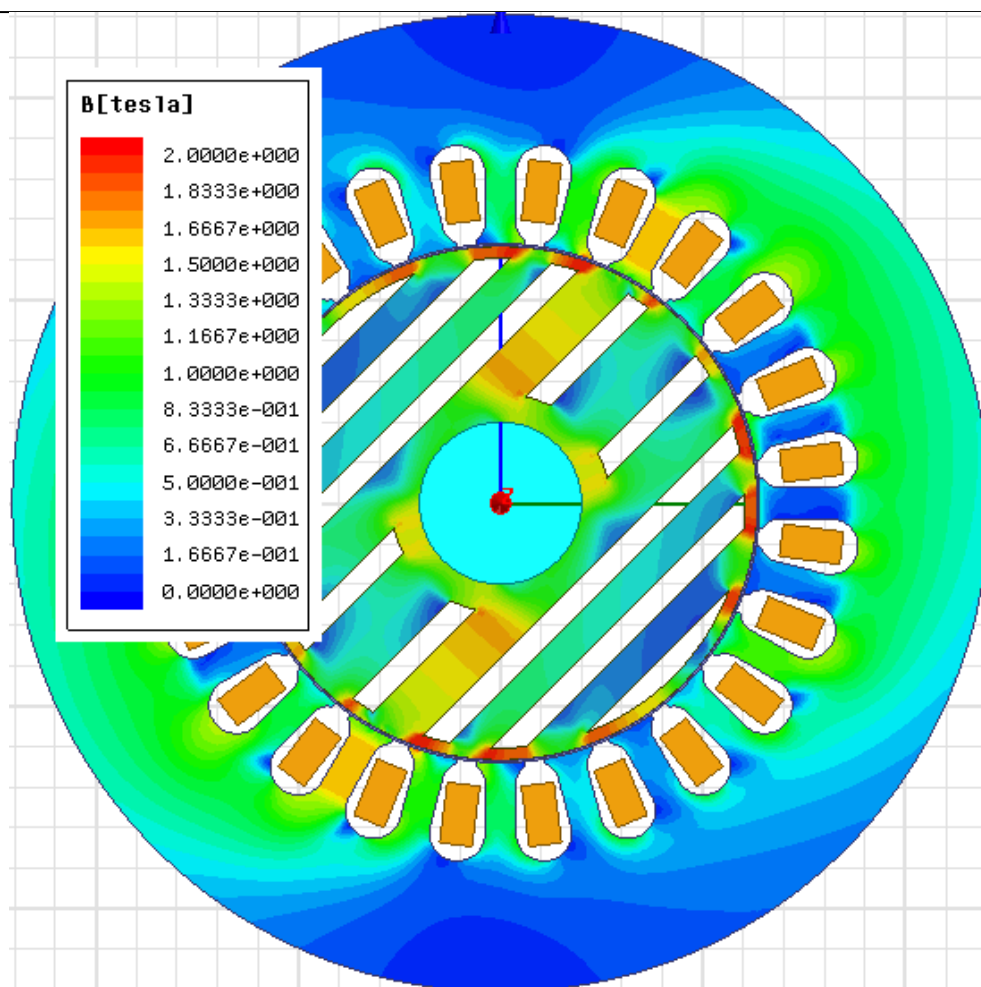


Obr. 25 Výsledky parametrické analýzy, výpočet L_d (modrá) a L_q (zelená) pro rotor z obr. 24b).

Srovnání obou rotorů při amplitudě fázového napájecího napětí 200V ukazuje tab. 12. Rozdíly mezi hodnotami ze simulace jsou minimální. Úpravou rotoru však došlo ke snížení indukce v místech s největším namáháním. Hodnota indukce je při zátěžném úhlu 45° do 1,7T, jak ukazuje obr. 26. V částech rotoru z obr. 24a) byla při stejném napětí a úhlu velikost indukce 1,8T.

	Obr. 24a)		Obr. 24b)	
zátěžný úhel $[\circ]$	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]
5	0,0308	0,2982	0,0314	0,3002
10	0,0776	0,3506	0,0765	0,3526
15	0,1610	0,4371	0,1578	0,4328
20	0,2516	0,5430	0,2421	0,5280
25	0,3363	0,6737	0,3216	0,6444
30	0,4057	0,8218	0,3869	0,7813
35	0,4507	0,9550	0,4307	0,9171
40	0,4688	1,0937	0,4475	1,0463
45	0,4615	1,2225	0,4428	1,1846

Tab. 12 Výsledky simulace pro rotory obr. 24, $U_m = 200$ V.



Obr. 26 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr.24b). $U_m = 200V$, zátěžný úhel 45° .

4.3.4 Reluktanční rotor s permanentními magnety

4.3.4.1 Permanentní magnety

AlNiCo – jsou nejstarší synteticky vyráběné magnety. Název v sobě obsahuje chemické prvky, ze kterých jsou magnety tvořeny. Hliník Al ve směsi má obsah 7 – 10 %, dále je to nikl Ni 13 – 16 % a kobalt Co 20 – 40 %. Směs dále obsahuje 1 % titanu a až 6 % mědi, zbytek tvoří železo. Magnety AlNiCo mají snadný proces magnetizace a demagnetizace (koercitivní síla není příliš vysoká), což může být v některých aplikacích výhodné, v jiných nikoliv. Curierova teplota tohoto materiálu je velmi vysoká, až 800°C . Při dosažení curierovy teploty ztrácí látka svůj magnetismus. Výroba magnetů AlNiCo je prováděna odléváním nebo lisováním. [38] [39]

Feritové magnety – jsou nejrozšířenějším typem hlavně pro svou nízkou cenu za kilogram a také pro široký tvarový rozsah. Ferity jsou keramické oxidy. Magnety se skládají z oxidu železitého a oxidu barnatého. Pro zvýšení koercitivní síly se dá místo oxidu barnatého použít oxid stroncia. Obsah oxidů ve směsi je 86 % Fe_2O_3 a 14 % BaO nebo SrO. Mají vysokou tvrdost a jsou náchylné na náraz a ohyb. Odolávají vlivu většiny běžných chemikálií. Curierova teplota může být až 250°C . Obrábění je možné pouze broušením. [38] [40]

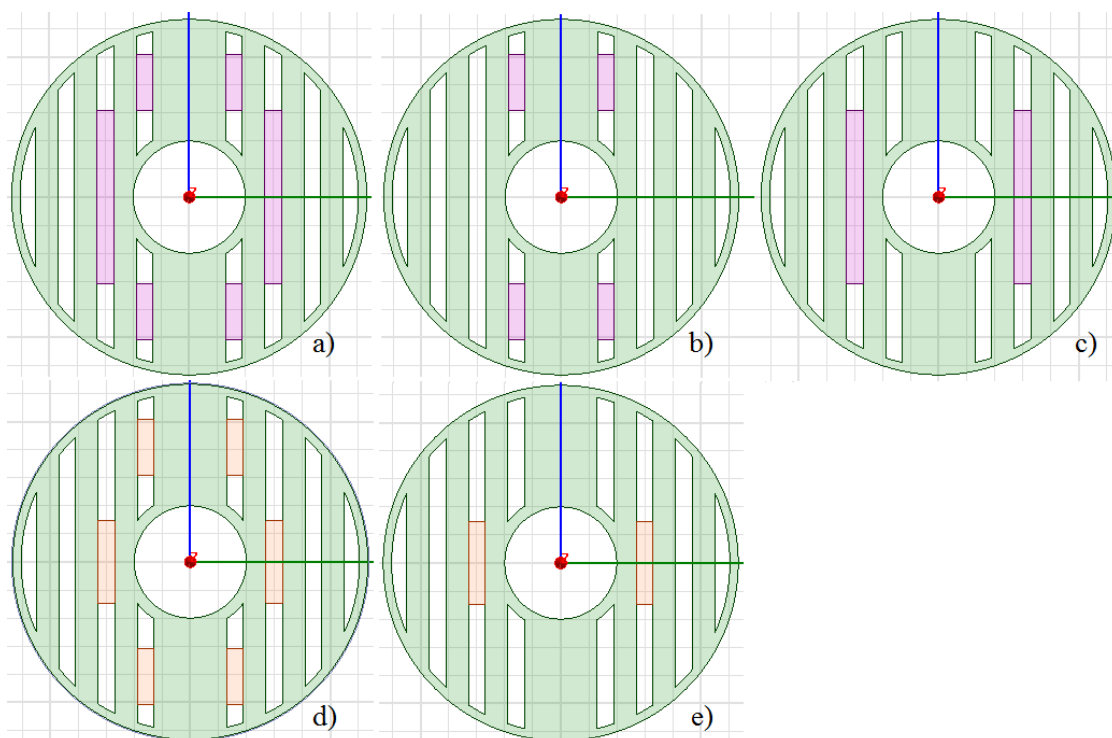
Neodymové magnety – patří do skupiny magnetů vyráběných ze vzácných zemin (NdFeB). Magnety ze vzácných zemin mají velkou remanentní indukci a jsou to v současné době nejsilnější vyráběné magnety. Jejich teplotní použitelnost je od 110°C do 220°C . Jsou náchylné na působení

chemických látek a k oxidaci. Pro lepší odolávání vnější korozi bývají pokoveny, nebo jsou na ně nanášeny vrstvy epoxidových pryskyřic. Jsou křehké a náchylné na ohyb a náraz. [38]

Samarium-kobaltové magnety – patří též do skupiny magnetů vyráběných ze vzácných zemin (SmCo). Jejich remanentní indukce je o něco nižší než u neodymových magnetů. Jsou více křehké a tím více náchylné na ohyb a náraz. Jejich výhodou je odolnost proti korozi, proto nepotřebují žádné povrchové úpravy. Mají také vyšší použitelnou teplotu (až 300°C) a o něco vyšší koercitivní sílu. Jejich cena je také vyšší než u NdFeB. [38]

4.3.5 Simulace s rotorem s permanentními magnety

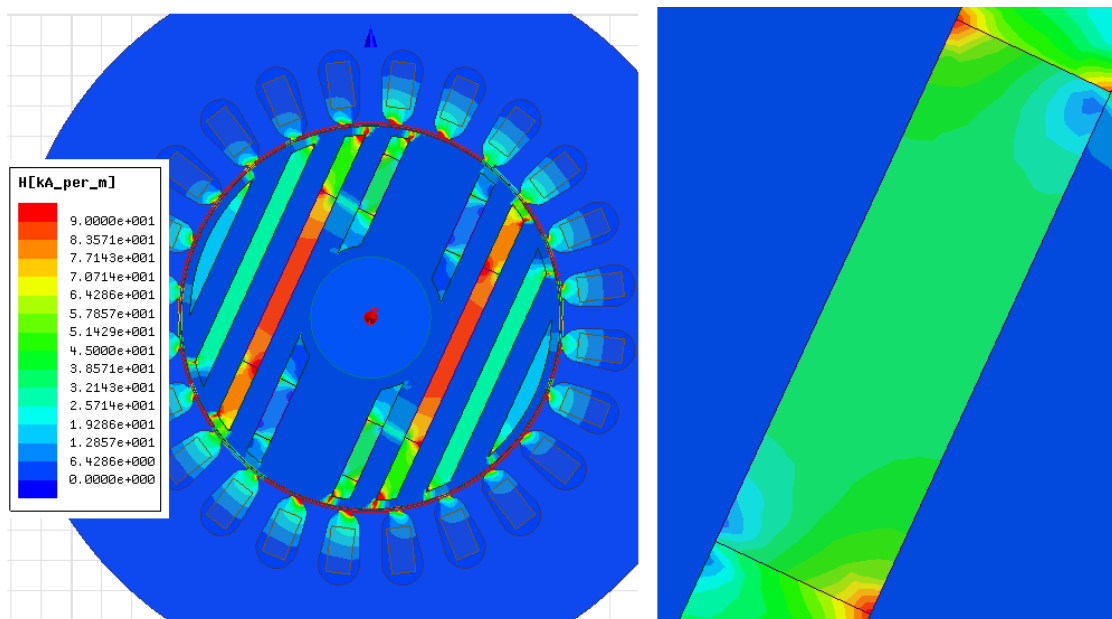
Do rotorů na obr. 24 byly vloženy permanentní magnety v různých konfiguracích obr. 27.



Obr. 27 Rotor s permanentními magnety.

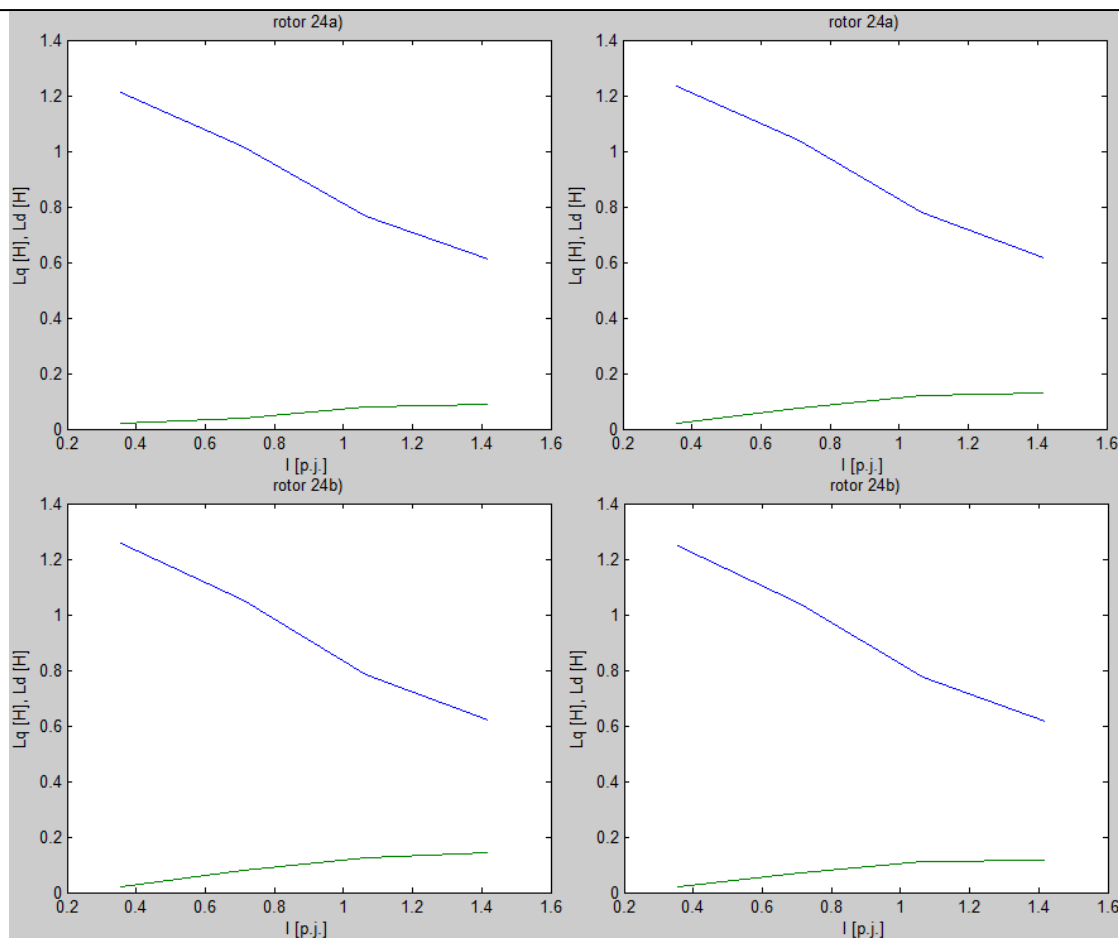
Materiál pro magnety byl vybrán z knihovny ANSYS Maxwell – NdFe30 remanentní indukce tohoto materiálu je $B_r = 1,1T$. Při simulaci bylo zjištěno, že tok z permanentních magnetů v ose q převyšuje hodnotu toku, který v této ose vytváří statorové vinutí. Proto byl vytvořen nový materiál AlNiCo8. Jeho parametry jsou remanentní indukce $B_r = 0,55T$, koercitivní síla $H_c = 90kA \cdot m^{-1}$. [39] Při výpočtu L_d a L_q vycházela dle teorie uvedené v kap. 1.1 a 2.1.4 podélná indukčnost přibližně stejná jako u rotoru bez magnetů. Příčná indukčnost byla vlivem působení magnetů snížena. Avšak jak bylo uvedeno v kap. 4.2.4.1, magnety AlNiCo jsou náchylné na odsmagnetování, proto byla zjišťována intenzita magnetického pole působícího na části rotoru. Simulacemi bylo zjištěno, že intenzita pole, které působí na prostřední magnety obr. 27c) a 27e) vysoce převyšuje koercitivní sílu těchto magnetů. Krajní magnety obr. 27b) jsou namáhány na svých rozích, plocha namáhání magnetů se rozšiřuje směrem ke středu se zvyšujícím se zatížením, v konfiguraci obr. 27b) je vliv pole na krajní magnety větší než při konfiguraci obr. 27a) a 27d). Obr. 28 ukazuje rozložení intenzity magnetického pole v celém stroji, detailem pak krajní magnet. Proud tekoucí vinutím je přibližně 75% jmenovitého proudu,

amplituda napájecího napětí je 200 V a zátěžný úhel 25° . Ze simulace vyplývá, že ani magnety tohoto typu nejsou vhodné pro použití v tomto stroji.

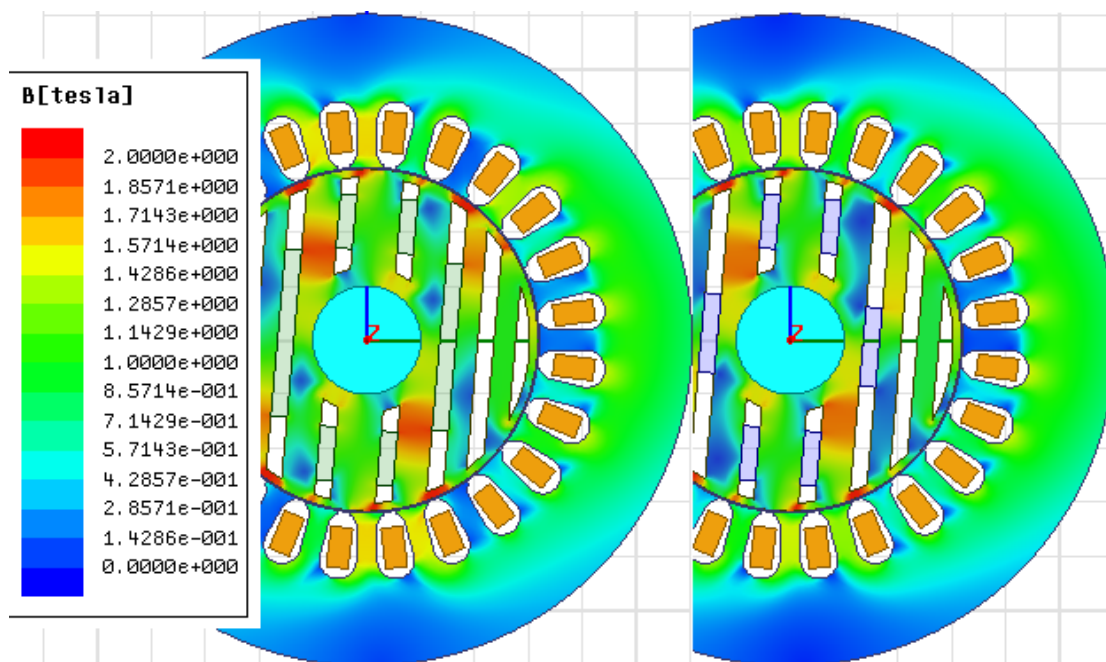


Obr. 28 Namáhání AlNiCo8 vnějším magnetickým polem.

Byl tedy proto nadefinován nový magnetický materiál Y40 (feritový magnet). Jeho parametry jsou remanentní indukce $B_r = 0,46T$, koercitivní síla $H_c = 340kA \cdot m^{-1}$. [40] Maximální intenzita magnetického pole, která působí v rotoru, se pohybuje v rozmezí do $200kA \cdot m^{-1}$. Při výpočtu podélné a příčné indukčnosti byl zjišťován vliv krajních magnetů na snížení indukčnosti v příčné ose. Samotné krajní magnety ovlivňují indukčnost L_q pouze zanedbatelně. Na obr. 29 jsou porovnány hodnoty indukčností pro rotory obr. 24 při konfiguraci magnetů obr. 27a) vlevo a 27c) vpravo. Při analýze bylo zjištěno, že krajní magnety v rotoru obr. 24b) mají na příčnou indukčnost minimální vliv, u rotoru obr. 24a) naopak velice výrazný. Při nižších proudech klesá indukčnost na jednotky setin Henry, to má velký vliv na poměr L_d / L_q . Této výhody ovšem nelze využít, protože krajní magnety nepříznivě ovlivňují sycení v rotoru, jak je ukázáno na obr. 30.

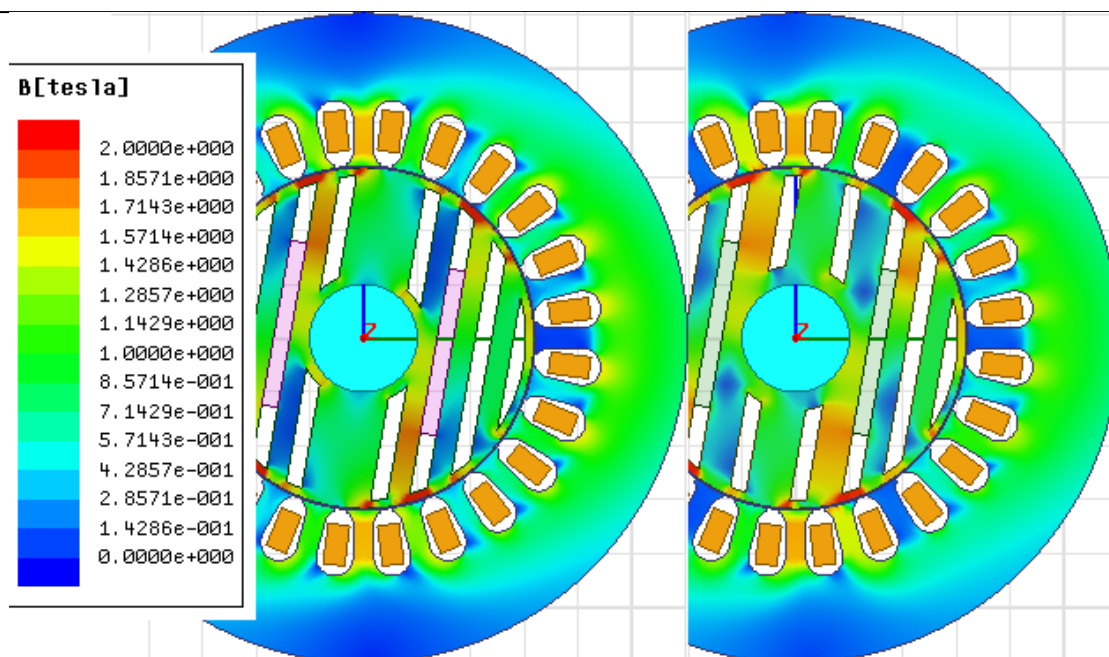


Obr. 29 Výsledky parametrické analýzy, výpočet L_d (modrá) a L_q (zelená) pro rotory obr. 24.



Obr. 30 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 24b) s magnety. $U_m = 225 V$, zátěžný úhel 5° .

Jelikož je u rotoru obr. 24a) část mezi magnety užší je indukce v těchto místech ještě vyšší. Dále bylo zkoumáno sycení rotoru v konfiguraci magnetů podle obr. 27e). I v tomto případě jsou části rotoru namáhány již při malém zátěžném úhlu obr. 31.

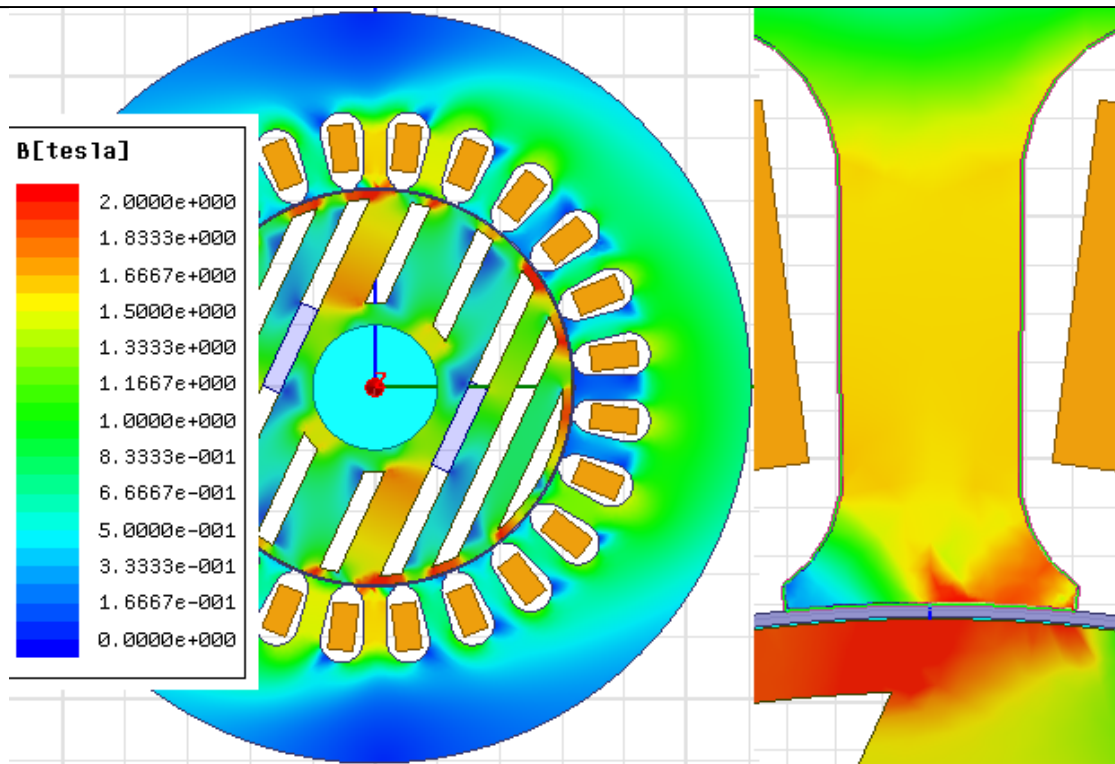


Obr. 31 Rozložení magnetické indukce pro rotory obr. 24 s magnety. $U_m=225\text{ V}$, zátěžný úhel 10° .

V konfiguraci magnetů podle obr. 27e) byla pro rotor obr. 24a) opět limitující indukce mezi první a druhou vzduchovou bariérou. U rotoru obr. 24b) byly dosaženy následující výsledky. Při $I_a = 0,71 \cdot I$ byl poměr $L_d / L_q = 5,1$. Závislost momentu a proudu na velikosti zátěžného úhlu je uvedena v tab. 13. Rozložení magnetického pole při zátěžném úhlu 25° ukazuje obr. 32. Hodnoty indukce v rotoru mezi první a druhou bariérou nepřesahují velikost $1,7\text{ T}$. V detailu statorového zubu si ovšem můžeme všimnout přesycování na okraji zubu u vzduchové mezery. Srovnáním tab. 13 s tab. 9 zjistíme, že při jmenovitém proudu tekoucím statorovým vinutím vzroste moment s použitím magnetu v konfiguraci podle obr. 27e) o $0,0881\text{ [p.j.]}$.

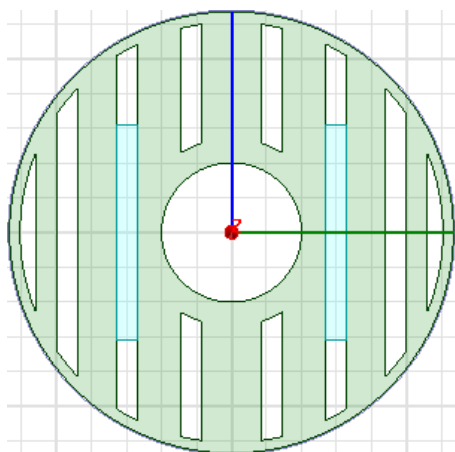
zátěžný úhel $[\circ]$	$M_{avg}\text{ [p.j.]}$	$I_{a,max}\text{ [p.j.]}$
5	0,2452	0,4345
10	0,3469	0,5378
15	0,4650	0,7029
20	0,5734	0,8542
25	0,6586	1,0192
30	0,7140	1,1889
35	0,7332	1,3430
40	0,7171	1,4775

Tab. 13 Výsledky simulace pro rotor obr. 24b) s magnety. $U_m = 225\text{ V}$.



Obr. 32 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 24b) s magnety. $U_m=225\text{ V}$, zátěžný úhel 25° .

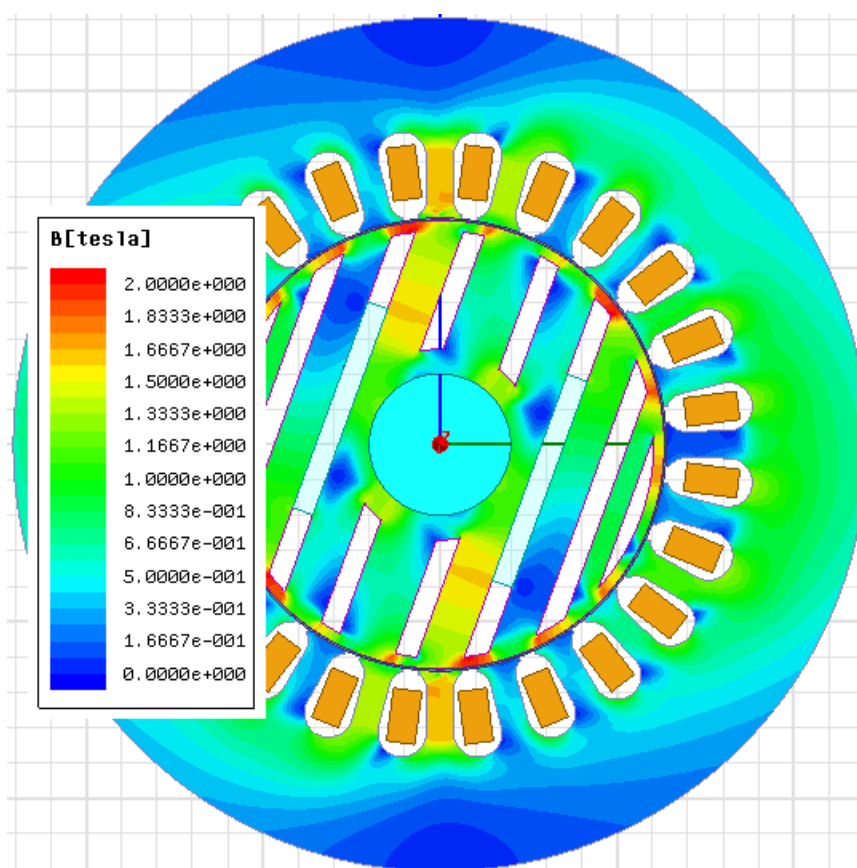
Pro lepší využití permanentních magnetů byla geometrie rotoru dále upravena. Na obr. 31 vpravo si můžeme všimnout i vyšší indukce mezi druhou a třetí vzduchovou bariérou, proto byla i zde zvětšena šířka železa obr. 33. Z důvodu sycení rotoru permanentními magnety byl vytvořen nový magnetický materiál Y30H-2 (feritový magnet). Jeho parametry jsou remanentní indukce $B_r = 0,4\text{ T}$, koercitivní síla $H_c = 300\text{ kA}\cdot\text{m}^{-1}$. [40] Upravený rotor měl při $I_a = 0,71 \cdot I$ poměr $L_d / L_q = 8,26$. Závislost momentu a proudu na velikosti zátěžného úhlu je uvedena v tab. 14. Z časových důvodů nebylo při překročení jmenovitého proudu dále pokračováno v simulaci. Srovnáním tab. 14 s 13 vidíme, že při jmenovitém proudu došlo ke zvýšení momentu. Rozložení magnetické indukce při zátěžném úhlu 20° je znázorněno na obr. 34. V obrázku vidíme, že velikost indukce v nejnamáhavějších částech rotoru i statoru nepřekračuje $1,7\text{ T}$.



Obr. 33 Upravený rotor s magnety.

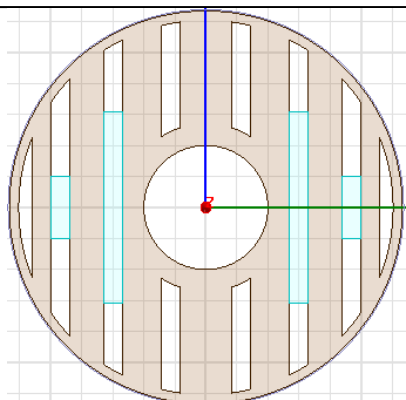
zátěžný úhel [°]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]
5	0,4125	0,5036
10	0,5198	0,6372
15	0,6103	0,7968
20	0,6927	0,9869
25	0,7563	1,1958
30	0,8071	1,3879

Tab. 14 Výsledky simulace pro rotor obr. 33. $U_m = 225V$.



Obr. 34 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 33. $U_m = 225 V$, zátěžný úhel 20° .

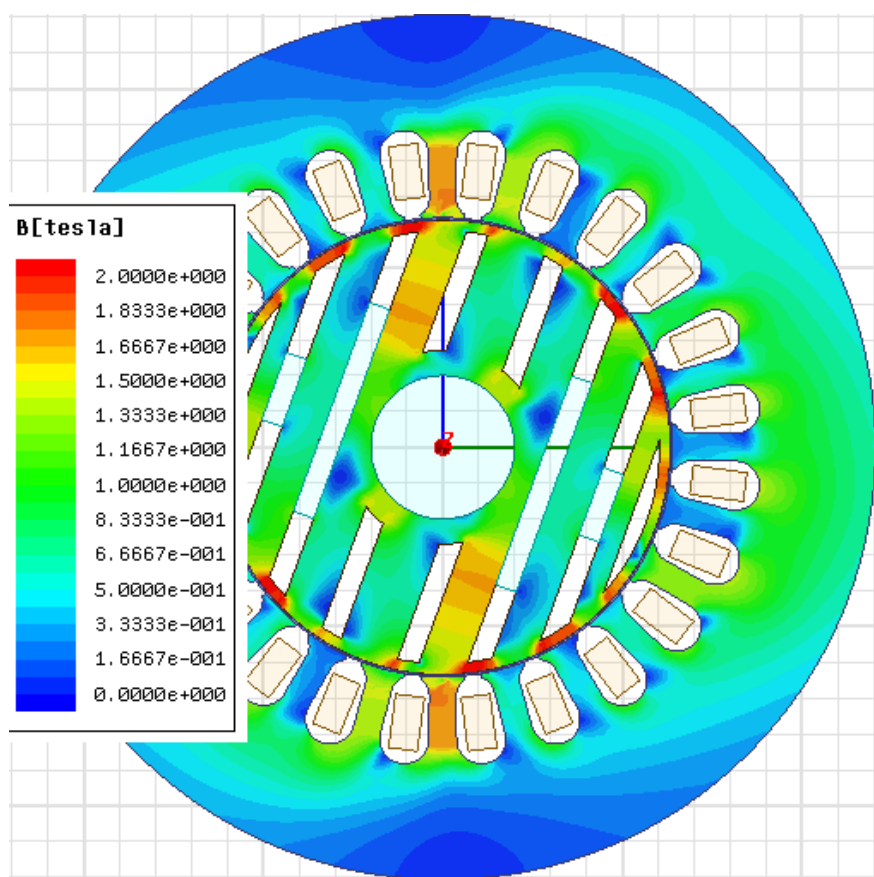
Simulací byla zjištěna optimální velikost magnetu do třetí vzduchové bariéry. Vznikne tak rotor s magnety ve dvou vrstvách obr. 35. Velikost vnějšího magnetu ovlivňuje zejména hodnotu proudu a indukce (statorový zub). Rotor obr. 35 má při $I_a = 0,71 \cdot I$ poměr $L_d / L_q = 8,96$. Závislost momentu a proudu na velikosti zátěžného úhlu je uvedena v tab. 15. Srovnáním tab. 15 s 14 vidíme, že opět došlo ke zvýšení momentu, ale i proudu. Rozložení magnetické indukce při amplitudě $U_m = 225V$ a zátěžném úhlu 20° je znázorněno na obr. 36, i zde můžeme pozorovat zvýšení hodnot a to až na 1,75T.



Obr. 35 Rotor s magnety ve dvou vrstvách.

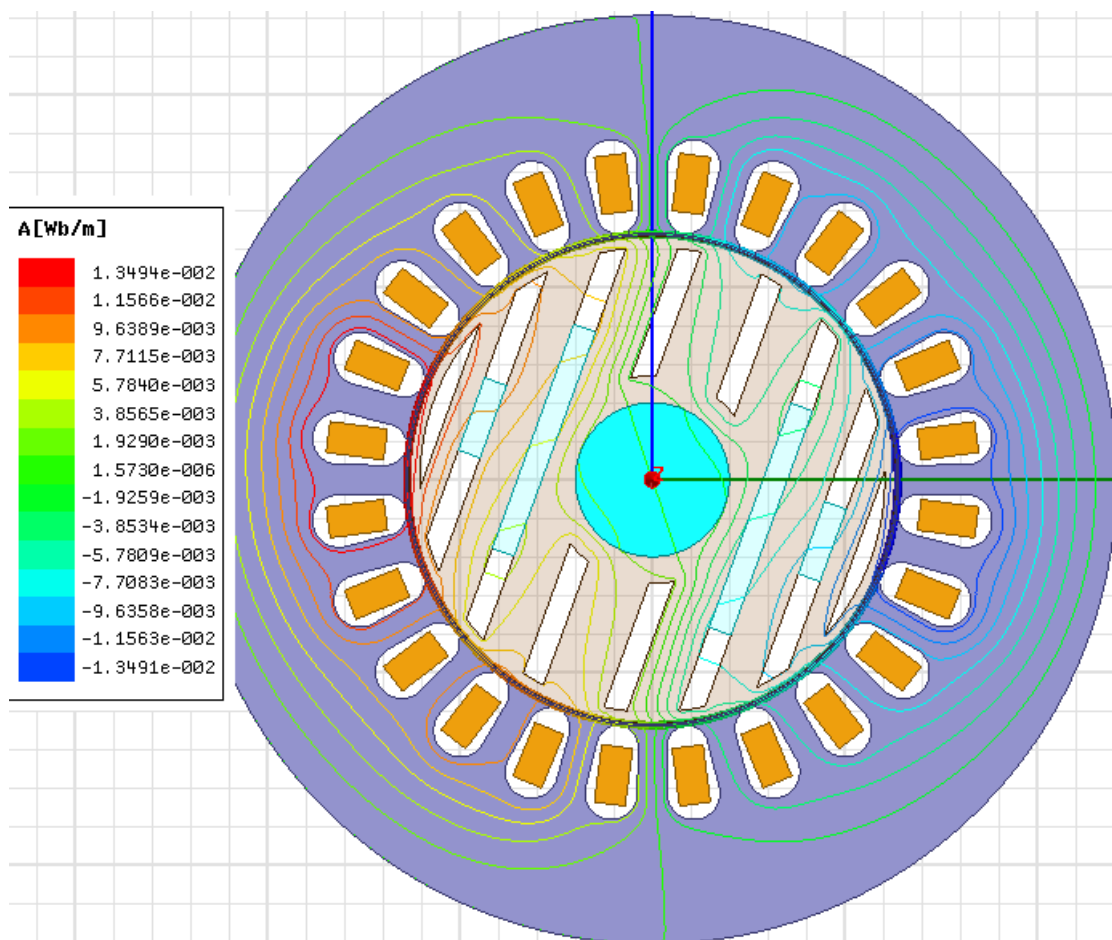
zátěžný úhel [°]	M_{avg} [p.j.]	$I_{a,max}$ [p.j.]
5	0,4729	0,6091
10	0,5990	0,7537
15	0,6700	0,8841
20	0,7508	1,0598
25	0,8005	1,3330
30	0,8599	1,4871

Tab. 15 Výsledky simulace pro rotor obr. 35. $U_m = 225V$.



Obr. 36 Rozložení magnetické indukce pro rotor obr. 35. $U_m=225 V$, zátěžný úhel 20° .

Magnetické siločáry při výše uvedeném stavu jsou na obr. 37.



Obr. 37 Rozložení magnetických siločar pro rotor obr. 35. $U_m=225\text{ V}$, zátěžný úhel 20° .

5 ZPRACOVÁNÍ MĚŘENÍ NA ASYNCHRONNÍM STROJI, POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ SE SIMULOVANÝM RELUKTANČNÍM STROJEM

5.1 Měření naprázdno

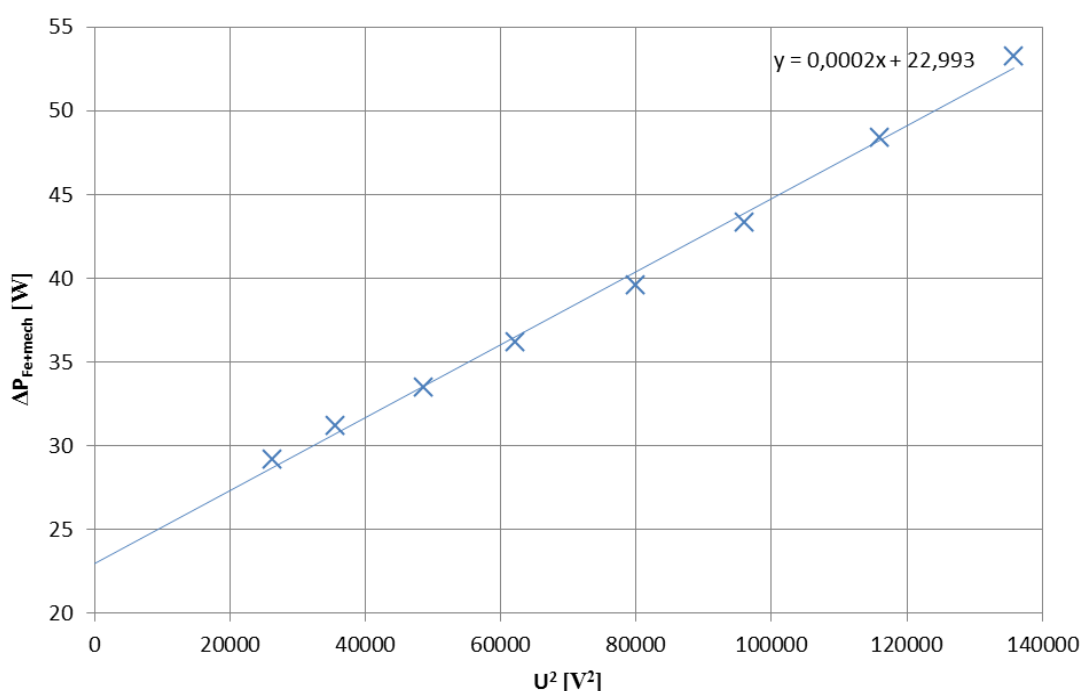
Pro výpočet konstantních ztrát (ztráty třením a ventilační ztráty, ztráty v železe) bylo na asynchronním motoru provedeno měření naprázdno dle normy ČSN EN 60034-2-1. Při této zkoušce je doporučeno pracovat minimálně se sedmi hodnotami v rozsahu 20% – 125% jmenovitého napětí, při každé se zaznamenává: napětí naprázdno U_0 , proud naprázdno I_0 , příkon naprázdno P_0 . Je doporučeno, aby byla zkouška provedena rychle a hodnoty napětí byly nastavovány v sestupném pořadí. Odpor vinutí R_0 je změřen po nejnižší hodnotě. Reálně bylo provedeno třináct měření v doporučeném rozsahu napětí. Naměřené hodnoty byly dále zpracovány. Podle rovnice (5.1) byly vypočítány Jouleovy ztráty.

$$\Delta P_j = 1,5 \cdot R \cdot I^2 \quad (5.1)$$

Odečtením těchto ztrát od P_0 dostaneme ztráty, které slučují mechanické ztráty a ztráty v železe, jinak se jim také říká konstantní ztráty (5.2).

$$\Delta P_{Fe+mech} = P - \Delta P_j \quad (5.2)$$

Abychom určili velikost ztrát v železe, je nutné sestavit závislost konstantních ztrát na druhé mocnině napětí při hodnotách majících minimální vliv na sycení magnetického obvodu. Extrapolací přímky na nulové napětí dostaneme hodnotu ztrát třením a ventilačních ztrát ΔP_{mech} .



Obr. 38 Určení třecích a ventilačních ztrát z měření naprázdno.

Ztráty v železe ΔP_{Fe} pak budou vypočteny podle vztahu (5.3). Hodnoty získané měřením a výpočtem v poměrných jednotkách jsou uvedeny v tab. 16.

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Fe+mech} - \Delta P_{mech} \quad (5.3)$$

U_0 [p.j.]	I_0 [p.j.]	P_0 [p.j.]	ΔP_j [p.j.]	$\Delta P_{Fe+mech}$ [p.j.]	ΔP_{Fe} [p.j.]	$\cos \varphi$ [-]	n [min ⁻¹]
1,1436	0,9784	0,2453	0,1162	0,1291	0,0918	0,1389	2995,0000
1,0668	0,7446	0,1785	0,0673	0,1112	0,0739	0,1432	2995,0000
1,0019	0,6090	0,1445	0,0450	0,0995	0,0622	0,1518	2995,0000
0,9215	0,4991	0,1178	0,0302	0,0876	0,0503	0,1652	2994,0000
0,8517	0,4323	0,1022	0,0226	0,0796	0,0423	0,1799	2993,0000
0,7744	0,3731	0,0880	0,0168	0,0712	0,0339	0,1988	2992,0000
0,7069	0,3287	0,0781	0,0130	0,0652	0,0279	0,2208	2991,0000
0,6237	0,2810	0,0689	0,0095	0,0595	0,0222	0,2598	2989,0000
0,5518	0,2448	0,0622	0,0072	0,0550	0,0177	0,3061	2986,0000
0,4713	0,2106	0,0566	0,0053	0,0513	0,0140	0,3807	2979,0000
0,4053	0,1875	0,0522	0,0042	0,0480	0,0107	0,4614	2972,0000
0,3316	0,1715	0,0495	0,0035	0,0460	0,0087	0,5882	2956,0000
0,2481	0,1708	0,0462	0,0034	0,0428	0,0055	0,7392	2916,0000

Tab. 16 Výsledky měření naprázdno pro asynchronní motor.

5.2 Měření zatěžovací charakteristiky

Dále byla u motoru provedena zkouška křivky zatížení dle ČSN EN 60034-2-1. Pro zkoušku je doporučeno měření sestupně v minimálně šesti zatěžovacích bodech v rozmezí 25% – 150% jmenovitého zatížení. Pro každý bod se zapisují hodnoty: napětí U , proudu I , příkonu P_1 , otáček n , frekvence f a momentu M . Hodnota odporu vinutí R je změřena před prvním a po posledním měření. Mechanický výstupní výkon P se dopočítá dle (5.4). Ztráty ve statorovém vinutí ΔP_{js} se počítají stejně jako při měření naprázdno (5.1). Ztráty v rotoru ΔP_{jr} jsou určeny z rovnice (5.5), kde $s...$ [-] je skluz.

$$P = \frac{n \cdot \pi}{30} \cdot M \quad (5.4)$$

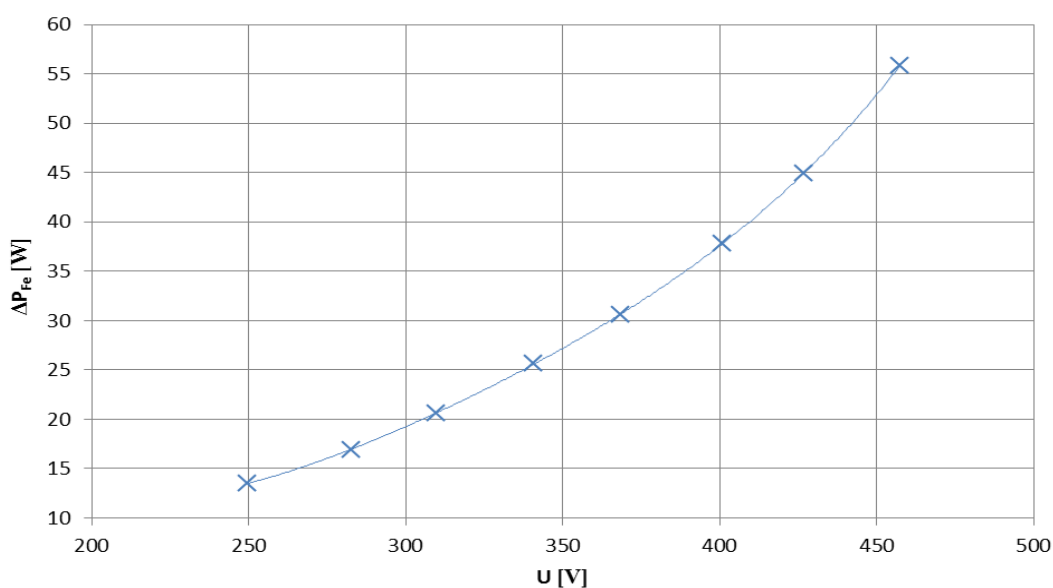
$$\Delta P_{jr} = (P_1 - \Delta P_{js} - \Delta P_{Fe}) \cdot s \quad (5.5)$$

Pro určení ztrát v železe ΔP_{Fe} je třeba sestavit z hodnot 60% – 125% jmenovitého napětí v měření naprázdno závislost $\Delta P_{Fe} = f(U_0)$. Z této křivky ukázané na obr. 39 se pak zjistí hodnoty ztrát v železe pro zatěžovací body, při napětí U_r . Napětí U_r je vypočteno ze vztahu (5.6)

$$U_r = \sqrt{\left(U - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \cdot R \cdot \cos \varphi \right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \cdot R \cdot \sin \varphi \right)^2} \quad (5.6)$$

kde

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{\sqrt{3 \cdot U \cdot I}} \quad \text{a} \quad \sin \varphi = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}$$



Obr. 39 Určení ztrát v železe pro měření křivky zatížení.

Hodnoty získané měřením a výpočtem v poměrných jednotkách jsou uvedeny v tab. 17.

pořadí měření	M [p.j.]	n [min ⁻¹]	P [p.j.]	U [p.j.]	I [p.j.]	P ₁ [p.j.]	cos φ [-]	η [%]
1.	1,5091	2736,0000	1,4533	0,9973	1,4016	1,9662	0,8734	73,9118
2.	1,2535	2792,0000	1,2319	0,9992	1,1883	1,6207	0,8474	76,0104
3.	1,0000	2841,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,2920	0,8022	77,3985
4.	0,7455	2886,0000	0,7573	1,0006	0,8403	0,9811	0,7243	77,1898
5.	0,4924	2926,0000	0,5071	1,0001	0,7147	0,6861	0,5959	73,9205
6.	0,2364	2963,0000	0,2466	1,0010	0,6349	0,4046	0,3952	60,9465

pořadí měření	ΔP [p.j.]	ΔP _{Js} [p.j.]	ΔP _{Jr} [p.j.]	ΔP _{Fe} [p.j.]	ΔP _{mech} [p.j.]	ΔP _{dod} [p.j.]
1.	0,5130	0,2634	0,1456	0,0478	0,0378	0,0183
2.	0,3888	0,1893	0,0958	0,0503	0,0378	0,0156
3.	0,2920	0,1341	0,0586	0,0526	0,0378	0,0089
4.	0,2238	0,0942	0,0316	0,0550	0,0378	0,0052
5.	0,1789	0,0677	0,0138	0,0571	0,0378	0,0024
6.	0,1580	0,0531	0,0036	0,0595	0,0378	0,0040

Tab. 17 Výsledky měření křivky zatížení.

Kapitoly 5.1 a 5.2 čerpáno z [41].

5.3 Výsledky reluktančního motoru s permanentními magnety

Účinník reluktančního stroje dle kapitoly 2.1.3 obr. 8 je v ideálním případě $\cos \varphi = 0,8$. Uvážíme-li, že proud má sinusový průběh, vypočítáme příkon P_1 podle rovnice (5.7). Pro výkon platí vztah (5.4). Z ANSYS Maxwell, ale dostáváme nezměřitelný vnitřní výkon, nejsou zde totiž uvažovány ztráty třením a ventilační ztráty ΔP_{mech} . Od vypočteného výkonu je tedy odečtena hodnota ztrát získaná z měření křivky zatížení na asynchronním motoru (viz. kapitola 5.2). Jelikož je stator původní, můžeme i ztráty ve statorovém vinutí považovat za shodné se ztrátami získanými též kapitole 5.2. V tab. 18 jsou dopočítány hodnoty pro úhel zatížení 20° s rotorem obr. 35.

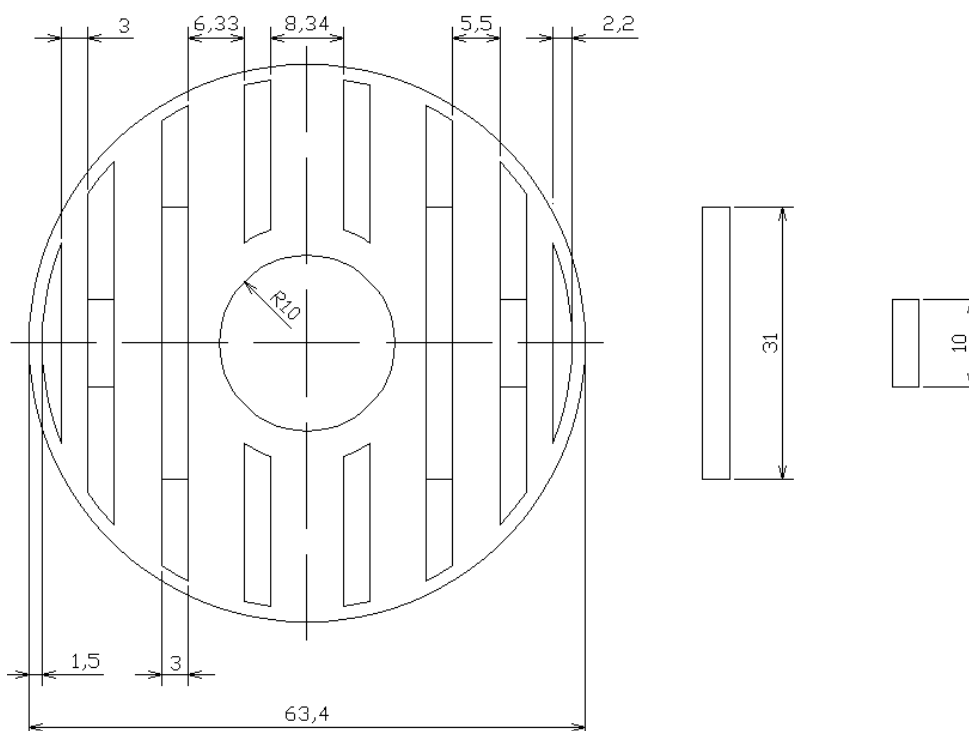
$$P_1 = 3 \cdot \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (5.7)$$

M	n	P	U	I	P_1	$\cos \varphi$	η
[p.j.]	[min ⁻¹]	[p.j.]	[p.j.]	[p.j.]	[p.j.]	[-]	[%]
0,7508	3000,0000	0,7550	0,6866	1,0598	0,9377	0,8000	0,8051

ΔP	ΔP_{js}	$\Delta P_{Fe+mech}$	ΔP_{mech}	ΔP_{Fe+dod}
[p.j.]	[p.j.]	[p.j.]	[p.j.]	[p.j.]
0,1827	0,1341	0,0486	0,0378	0,0108

Tab. 18 Výsledky reluktančního motoru s permanentními magnety.

Výkres navrženého rotoru je uveden na obr. 40, tloušťka prvních třech (bráno od středu) bariér a tedy i magnetů je stejná. Ve výkresu je tato hodnota zakótována jen jednou.



Obr. 40 Výkres výsledného rotoru.

5.4 Srovnání dosažených výsledků

Motor typ	M [p.j.]	n [min ⁻¹]	P [p.j.]	U [p.j.]	I [p.j.]	P ₁ [p.j.]	cos φ [-]	η [%]
ASM	1,0000	2841,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,2920	0,8022	77,3985
SynRMwPM	0,7508	3000,0000	0,7550	0,6866	1,0598	0,9377	0,8000	80,5144
-2% ΔP _{Fe}			0,7350					78,3815

Motor typ	ΔP [p.j.]	ΔP _{Js} [p.j.]	ΔP _{Jr} [p.j.]	ΔP _{mech} [p.j.]	ΔP _{Fe} [p.j.]	ΔP _{dod} [p.j.]
ASM	0,2920	0,1341	0,0586	0,0378	0,0526	0,0089
SynRMwPM	0,1827	0,1341		0,0378	0,0108	
-2% ΔP _{Fe}	0,2027				0,0200	0,0108

Tab. 19 Porovnání výsledků.

Tab. 19 ukazuje přehledně výsledky měření asynchronního motoru (ASM) a synchronního reluktančního motoru s permanentními magnety (SynRMwPM). Porovnáním ztrát v železe a dodatečných ztrát vidíme že SynRMwPM bude mít ještě o něco nižší účinnost, než je uvedeno v tab. 19. U SynRMwPM byla dopočítána hodnota pro ztráty v železe a dodatečné ztráty ΔP_{Fe+dod} 1% ze jmenovitého výkonu ASM. Z tab. 19 vidíme, že se přibližně jedná o hodnotu dodatečných ztrát zjištěných při měření na ASM. Obr. 37 ukazuje závislost ztrát v železe na velikosti napětí z měření naprázdno. Snížením napětí klesnou ztráty v železe. Budeme-li uvažovat ztráty v železe jako 2% ze jmenovitého výkonu ASM, klesne hodnota účinnosti na 78,4%.

Hodnota momentu dosažená u SynRMwPM je 75%, po odečtení 2% ztrát z výkonu má výsledný výkon hodnotu 73,5%. Amplituda sdruženého napětí na motoru je přibližně 70%. Jouleovy ztráty v rotoru jsou přibližně 6% ze jmenovitého výkonu. Celkové ztráty dle tab. 19 klesly o jednu třetinu.

6 ZÁVĚR

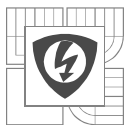
V diplomové práci byla řešena problematika reluktančních motorů. Je zde shrnut postupný vývoj rotorů u těchto strojů, dále je zde uveden jejich základní matematický popis včetně myšlenky vložení permanentních magnetů do bariér vytvářejících reluktanci, čímž se má zvýšit moment stroje. Ve třetí části je provedena literární rešerše v oblasti patentů reluktančních motorů. Všechny tyto patenty jsou zaměřené na konstrukci rotoru. Na asynchronním motoru bylo provedeno měření, naměřené hodnoty autor práce porovnal s hodnotami, které získal simulací modelu stroje, vytvořené v ANSYS Maxwell. Pro různé tvary rotorů byly provedeny simulace pro identifikaci jejich parametrů. Na základě výsledků analýz vybral autor práce rotor pro další úpravy. Nejlepší výsledky zjistil u reluktančního rotoru s magnety ve dvou vrstvách. Materiálem zvoleným pro použité magnety byl feritový magnet. Je levný a jeho remanentní indukce je v této aplikaci dostačující, též má dostatečnou koercitivní sílu, takže nemůže dojít k jeho odmagnetování vlivem působení statorového pole. Motor s novým rotorem dosahuje dle simulací téměř tří čtvrtin výkonu původního asynchronního motoru a jeho příkon tento výkon ani nepřekračuje, hodnota příkonu je 94%. Pokud budeme uvažovat stejné hmotnosti rotorů, klesl měrný výkon na jednotku hmotnosti o čtvrtinu. Toto je velice důležitý ekonomicko-technický parametr. Pro motor autor práce nepoužil žádné speciální řízení, věří proto, že kvalitním řízením je možné výstupní hodnoty ještě mírně vylepšit. Jelikož byl návrh zaměřen na maximální výkon, má reluktanční synchronní stroj poměrně velké zvlnění momentu. V ustáleném stavu je to 35% jmenovité hodnoty momentu asynchronního motoru. ASM má zvlnění necelých 10%.

Výhody upraveného stroje jsou následující: synchronní otáčky v určitém rozsahu zatížení, což je výhodné pro přesnější řízení, redukce Jouleových ztrát v rotoru, čímž se omezí oteplování motoru zevnitř a prodlužuje se tak životnost ložisek a izolace.

Nevýhodou upraveného stroje je pak menší měrný výkon na jednotku hmotnosti, větší zvlnění momentu a napájení pouze z frekvenčního měniče.

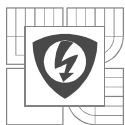
Původně měl autor práce za úkol optimalizovat reluktanční stroj, tím, že mu nebyly poskytnuty podklady o tomto stroji, přešel v práci na úpravu asynchronního stroje na reluktanční.

Použitý asynchronní motor není úplně nejlepším kandidátem pro tuto úpravu, a to hned ze dvou důvodů. Stroj má malý průměr rotoru, čímž se nevytváří příliš prostoru pro tvoření vzduchových bariér, které zajišťují nesymetrii v rotoru. Statorové vinutí je tvořeno tenkým drátem a hodně závitů. Pro reluktanční stroj by bylo vhodné opačné nastavení, tak aby byl odpor tohoto vinutí co nejmenší. Přesto dospěl autor práce k závěru, že dosažené výsledky parametrů nového motoru nejsou úplně špatné. Hodí se pro aplikace, kde není kladen důraz na velikost a hmotnost.

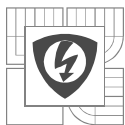


LITERATURA

- [1] MEŘIČKA, J. – ZOUBEK, Z.: *Obecná teorie elektrického stroje*. SNTL, 1973. 164 s.
- [2] LIPO, T. A.: *Synchronous reluctance machines – a viable alternative for AC drivers?* Electric Machines and Power Systems, 1991. 659-671 s.
- [3] NAGRIAL, M. – RIZK J. – HELLANY, A.: *Analysis an performance of high efficiency synchronous reluctance machines*. Internacional Energy and Environment Foundation, 2011. 247-254 s.
- [4] MATSUO, T. – LIPO, T. A.: *Rotor design optimization of synchronous reluctance machine*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1994. 359-365 s.
- [5] STATON, D. A. – MILLER, T. J. E. – WOOD, S. E.: *Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor*. IEE PROCEEDINGS-B, 1993. 249-259 s.
- [6] VAGATI, A. – FRATTA, A. – FRANCESCHINI, G. – ROSSO, P. M.: *A.C. motors for high-performance drives: A design-based comparison*. IEEE, 1995. 725-733 s.
- [7] VAGATI, A. – FRANCESCHINI, G. – MARONGIU, I. – TROGLIA, G. P.: *Design criteria of high performance synchronous reluctance motors*. IEEE, 1992. 66-73 s.
- [8] KAMPER, M. J. – MERWE, F. S. – WILLIAMSON, S.: *Direct finite element design optimisation of the cageless reluctance synchronous machine*. IEEE, 1996. 547-555 s.
- [9] STOLAŘÍK, M. – VESELKA, F.: *Přehledová studie reluktančních motorů*. ELEKRO, 2006. 4-9 s.
- [10] VIMALAKEERTHY, D. – KANAGARAJ, N. – SANAVULLAH, M. Y.: *Novel design of permanent magnet synchronous reluctance motor using finite element method*. International Journal of Engineering Science and Innovative Technology, 2013. 37-44 s.
- [11] PARADKAR, M. – BOECKER, J.: *Design of high performance ferrite magnet-assisted synchronous reluctance motor for an electric vehicle*. IEEE, 2012. 4079-4083 s.
- [12] AZIZI, H. – VAHEDI, A.: *Rotor geometry parameter optimization of synchronous reluctance motor using Taguchi Method*. ISSN, 2013. 197-201 s.
- [13] HAATAJA, J.: *A comparative performance study of four-pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives*. Lappeenranta University of Technology, 2003. 138 s.
- [14] MOGHADDAM, R. R.: *Synchronous reluctance machine (SynRM) design*. Royal Institute of Technology, 2007. 90 s.
- [15] WRIGHT, J. G.: *Design of a reluctance synchronous machine for traction motor applications using the finite element method*. University of the Witwatersrand, 2010. 107 s.
- [16] TAHI, S. – IBTIOUEN, R. – BOUNEKHLA, M.: *Design optimization of two synchronous reluctance machine structures with maximized torque and power factor*. Progress In Electromagnetics Research B, 2011. 369-387 s.
- [17] IMAMURA, K. – SANADA, M. – MORIMOTO, S. – INOUE, Y.: *Improvement of demagnetization by rotor structure of IPMSM with dy-free rare-earth magnet*. Journal of International Conference on electrical machines and systems, 2013. 141-147 s.



-
- [18] PEYMAN, N.: *Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor design and performance improvement*. Texas A&M University, 2005. 153 s.
- [19] TAKAHASHI, N. – SAKAI, K. – HASHIBA, Y. – ARATA, M. – TSUTSUI, H.: *Permanent magnet and reluctance type rotating machine*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US6329734> [cit. 2013-11-23]
- [20] SAKAI, K. – ARATA, M. – TAKABATAKE, M. – HASHIDATE, Y. – KOROSAWA, R. – NAKAZAWA, Y. – TOKUMASU, T.: *Reluctance type rotating machine with permanent magnets*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US6342745> [cit. 2013-11-23]
- [21] EL-ANTABLY, A. M. – WILDER, F. A. – SCORE, D. A.: *Rotor for a reluctance motor*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US6509667> [cit. 2013-11-23]
- [22] BIAIS, F. J. – RAHMAN, K. M.: *Auxiliary magnetizing winding for interior permanent magnet rotor magnetization*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US6674205> [cit. 2013-11-23]
- [23] RAHMAN, K. M. – SAVAGIAN, P. J. – BIAIS, F. J. – STANCU, C. C.: *Method of fabricating a rotor for an electric traction motor*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US6684483> [cit. 2013-11-24]
- [24] TAKAHASHI, N. – HASHIBA, Y. – SAKAI, K. – ARATA, M. – KAZAO, Y. – ARAKI, T. – MATSUBARA, M. – HIRANO, Y.: *Permanent magnet reluctance motor with embedded permanent magnet holes*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US6794784> [cit. 2013-11-24]
- [25] SAKUMA, M. – FUKUSHIMA, T.: *Synchronous reluctance motor*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US6815859> [cit. 2013-11-24]
- [26] TAJIMA, F. – MATSUNOBU, Y. – KITAMURA, M. – YAMAGUCHI, K. – KOIZUMI, O. – SHIBUKAWA, S. – MORINAGA, S. – TANEDA, Y. – NAKAMURA, H. – SASAKI, H. – YOKOYAMA, S.: *Rotary machine having bypath magnetic path blocking magnetic barrier*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US6849983> [cit. 2013-11-26]
- [27] YOSHINO, H. – KAWAGUCHI, H. – TAKITA, Y.: *Synchronous inductance motor, a manufacturing method of the synchronous inductance motor, and a compressor*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US6906448> [cit. 2013-11-26]
- [28] HAN, S-D. – SHIN, H-J. – AHN, J-H.: *Line start reluctance synchronous motor*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US7161270> [cit. 2013-11-28]
- [29] JUNG, T-U. – EOM, J-B.: *Rotor for line-start reluctance motor*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US7282829> [cit. 2013-11-28]
- [30] CHEONG, D. H. – LEE, K. H. – SHIN, H. H. – WON, J. H. – OH, J. Y. – LEE, G.S.: *Permanent magnet assisted synRM and method for imposing magnetic force thereon*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US7459821> [cit. 2013-11-28]
- [31] SHAH, M. R. – VANDAM, J. D. – GERSTLER, W. D. – QU, R. – CARL, R. J. C.: *Synchronous reluctance machine with a novel rotor topology*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US7489062> [cit. 2013-11-30]
- [32] LEE, K-H. – WON, J-H. – CHEONG, D-H. – AHN, J-H. – OH, J-Y.: *Flux barrier type synchronous reluctance motor and rotor thereof*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US7560846> [cit. 2013-11-30]



-
- [33] LEE, K-H. – OH, J-Y. – AHN, J-H. – WON, J-H. – CHEONG, D-H.: *Rotor of synchronous reluctance motor*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US7687949> [cit. 2013-12-1]
- [34] KOLEHMAINEN, J.: *Rotor for electric machine*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US8026649> [cit. 2013-12-1]
- [35] HSU, J. S.: *Permanent-magnet-less synchronous reluctance system*. Dostupné z <https://www.google.cz/patents/US8264120> [cit. 2013-12-1]
- [36] HRABOVCOVÁ, V. – JANOUŠEK, L. – RAFAJDUS, P. – LIČKO, M.: *Moderné elektrické stroje*. Žilinská univerzita, 2001. 265 s.
- [37] KIM, K-CH.: *Magnetic saturation Effect on the rotor core of synchronous reluctance motor*. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2011. 634-639 s.
- [38] VIDLIČKA, M.: *Co je to magnet*. Dostupné z <http://www.supermagnety.cz/> [cit. 2014-4-28]
- [39] TKB-KIPONS PLUS.: *Technické informace*. Dostupné z <http://eshop.tkb.cz/content/14-technicke-informace-alnico-magnety> [cit. 2014-4-28]
- [40] TKB-KIPONS PLUS.: *Technické informace*. Dostupné z <http://eshop.tkb.cz/content/16-technicke-informace-feritove-magnety> [cit. 2014-4-28]
- [41] ČSN EN 60034-2-1: *Točivé elektrické stroje – část 2-1: Standardní metody určování ztrát a účinnosti*. 2008. 64 s.